

# Bitfehlerhäufigkeit und Optimierung des DVB-T-Systems für hochmobile Teilnehmer

Vom Fachbereich 18 – Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Technischen Universität Darmstadt  
zur Erlangung der Würde eines  
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)  
genehmigte

## Dissertation

von

**Dipl.-Ing. Ingo Gaspard**

geboren am 5. August 1965  
in Saarlouis

Referent:	Prof. Dr.-Ing. R. Jakoby
Korreferent:	Prof. Dr.-Ing. A. Czylwik
Tag der Einreichung:	17. Dezember 2002
Tag der mündlichen Prüfung:	23. Januar 2003

D17  
Darmstädter Dissertationen

# Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand in den Jahren 1998 bis 2002 während meiner Tätigkeit im Technologiezentrum Darmstadt der T-Systems – dem ehemaligen Forschungszentrum der Deutschen Telekom AG – in der Abteilung Flächendeckende Funksysteme.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Rolf Jakoby, der durch seine tatkräftige Unterstützung und durch seine freundschaftlich motivierende Art sowie seine stete Diskussionsbereitschaft zum Gelingen der Arbeit ganz wesentlich beigetragen hat.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Andreas Czyllwik danke ich für das Interesse und die Übernahme der mühevollen Arbeit des Korreferats.

Ebenso danke ich dem Vorsitzenden der Prüfungskommission Herrn Prof. Dr.-Ing. B. Dorsch.

Mein spezieller Dank geht an meinen Kollegen Herrn Dr.-Ing. Gerd Zimmermann, den Leiter der Abteilung Flächendeckende Funknetze, der die vorliegende Arbeit in wesentlichen Zügen angeregt und durch eine Vielzahl von Hinweisen und fachlichen Diskussionen zur Lösung vieler Probleme beigetragen hat.

Allen ehemaligen und jetzigen Kollegen aus den Abteilungen Flächendeckende Funknetze und Lokale Breitband-Funknetze sei für ihre freundliche Unterstützung und das angenehme Arbeitsklima gedankt. Stellvertretend möchte ich mich ganz herzlich bei Herrn Dr.-Ing. Thomas Eibert, Dipl.-Ing. (FH) Karl Thiel, Dipl.-Ing. (FH) Stefan Ritscher sowie Jürgen Müller und Marco Pfeuffer bedanken.

Ein herzliches Dankeschön an alle Studenten, die im Rahmen ihrer Studien- und Diplomarbeiten oder als Praktikanten zu dieser Arbeit beigetragen haben.

Danken möchte ich auch dem BMB+F und dem Bereich Innovationsmanagement der Deutschen Telekom AG für die Finanzierung eines Forschungsprojektes im Rahmen des Förderschwerpunktes „UMTSplus“.

Ganz entscheidend während der vergangenen Jahre war die Unterstützung und das Verständnis meiner Frau. Danke Sabine!

## Kurzfassung

Mit Beschluss der Bundesregierung aus dem Jahre 1998 soll das analoge terrestrische Fernsehen durch das DVB-T-System (Digital Video Broadcasting – Terrestrial) bis zum Jahre 2010 abgelöst werden. Vor dem Hintergrund, dass zur Zeit nur noch 8% aller Haushalte in Deutschland Fernsehen ausschließlich über den terrestrischen Verbreitungsweg empfangen, sind für die Einführung Alleinstellungsmerkmale für einen wirtschaftlichen Erfolg unverzichtbar. Der Mobilempfang von DVB-T stellt ein solches Alleinstellungsmerkmal dar. Parallel hierzu werden bereits jetzt Konzepte erarbeitet, Mobilfunksysteme der dritten Generation (UMTS) um einen breitbandigen Downlink zu erweitern, damit das in der Zukunft erwartete Verkehrsaufkommen durch asymmetrische Multimediadienste bewältigt werden kann. DVB-T stellt hierzu eine standardisierte Funkschnittstelle dar, die Teil dieser Konzepte ist und u.a. im Rahmen des kürzlich erfolgreich abgeschlossenen BMB+F-Förderprojekt UMTSplus/COMCAR untersucht wurde. Vor diesem Hintergrund kommt der Betrachtung des mobilen DVB-T-Empfangs in doppelter Hinsicht eine große Bedeutung zu.

In der vorliegenden Arbeit werden zunächst auf der Grundlage breitbandiger Kanalimpulsantwortmessungen des zeitvarianten Mobilfunkkanals stochastische Modelle zur Modellierung des schnellen und langsamen Fadings abgeleitet. Sowohl Richtungseigenschaften des Funkkanals, als auch Aussagen zur Shannon'schen Kanalkapazität bei Betrachtung als MIMO (Multiple Input Multiple Output)-System werden für gemessene Kanäle angegeben.

Neben dem Einfluss von Intersymbol- und Nachbarkanal-Interferenz kommt der Kanalschätzung eine wichtige Bedeutung bei der Leistungsfähigkeit des Mobilempfangs von DVB-T zu. Für diese Einflussgrößen werden analytische Abschätzungen der Bitfehlerhäufigkeit ohne Kanalcodierung hergeleitet und mit Simulationsergebnissen verglichen. Darüber hinaus werden zum ersten Mal für DVB-T analytische Abschätzungen zur codierten Bitfehlerhäufigkeit unter Berücksichtigung der inneren Faltungscodierung mit korrelierten Fadingabstastwerten abgeleitet und anhand von Simulationen validiert. Aufgrund der hervorragenden Übereinstimmung kann die wesentlich schnellere, analytische Abschätzung zur codierten Bitfehlerhäufigkeit anschließend effizient zur verbesserten Funknetzplanung eingesetzt werden.

Weiterhin werden verschiedene Möglichkeiten zur empfängerseitigen Verbesserung des Mobilempfangs aufgezeigt und analysiert. Aus Gründen der Standardkonformität und aufgrund des geringen Aufwandes stellt sich ein im Rahmen dieser Arbeit entwickeltes, neuartiges Combining-Verfahren zum Diversityempfang als besonders günstig heraus. Die Praxistauglichkeit dieses Verfahrens wird anhand von Messungen an einem realisierten Prototypen nachgewiesen.

# Summary

According to the decision of the German Government in 1998 the analogue TV shall be replaced by the DVB-T system (Digital Video Broadcasting – Terrestrial) until the year 2010. Because at present (2003) only 8% of all households all over Germany are watching TV exclusively via terrestrial distribution it is very important to have some key features to make the introduction of DVB-T an economic success. The mobile reception of DVB-T is such a key feature.

In parallel, concepts are proposed today to enhance third generation (UMTS) mobile radio systems by a broadband downlink, in order to manage the expected future traffic volume of asymmetric multi media services. DVB-T could be one standardized air interface for this purpose and has been investigated therefore in the recently successfully completed BMB+F research project UMTSplus/COMCAR.

Since mobile reception of DVB-T is of importance for these two purposes stochastic models for fast and slow fading of the time-varying mobile radio channel are derived on the basis of comprehensive wideband channel impulse response measurements. Direction of arrival as well as channel capacity investigation results in MIMO (multiple input multiple output) systems are given in this thesis.

Besides the impact of inter symbol and adjacent channel interference onto the performance of mobile DVB-T reception, the channel estimation is important and has to be analysed. Therefore, under consideration of all these issues, analytical expressions for the gross bit error rate are derived and compared with simulation results. For the first time, an analytical estimation of the coded bit error rate of DVB-T is derived, including the inner convolutional coding scheme for correlated fading and validated by simulation. Due to the very good agreement of simulation and analytical estimation the faster much analytical estimation for the coded bit error rate can be efficiently applied for enhanced radio network planning.

Furthermore, different methods to enhance mobile reception are introduced and analysed. It turns out that a new combining method for diversity reception is especially well suited because of standard conformity and its simple realization. The enhancement by this method in practical applications is proved by simulation and measurement results with a realized prototype.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Digitales terrestrisches Fernsehen (DVB-T)</b>	<b>3</b>
2.1	Grundlagen der System- und Netzaspekte von COFDM . . . . .	5
2.2	DVB-T-Standard . . . . .	12
2.2.1	Systemparameter und Kanalcodierung . . . . .	13
2.2.2	Rahmenstruktur und Pilotsymbole . . . . .	17
<b>3</b>	<b>Stochastische Funkkanalmodellierung</b>	<b>21</b>
3.1	Systemtheoretische Beschreibung mit zeitvarianten Impulsantworten .	23
3.2	Messung zeitvarianter, bandbegrenzter Impulsantworten . . . . .	26
3.3	WSSUS-Kanalmodellierung . . . . .	30
3.3.1	Parametrisierung von WSSUS-Modellen aus Messungen . . . .	32
3.3.2	MIMO-Funkkanalmodellierung . . . . .	35
3.3.3	Messungen zur Richtungsabhängigkeit des Funkkanals . . . . .	40
3.4	Versorgungsplanung unter Berücksichtigung der Interferenz . . . . .	48
3.4.1	Modellierung der Ausbreitungsdämpfung . . . . .	50
3.4.2	Versorgungsprognose für Mehrfrequenz- und Gleichkanalnetze	54
<b>4</b>	<b>Analytische Bestimmung der Bitfehlerhäufigkeit ohne Kanalcodierung</b>	<b>64</b>
4.1	Intersymbolinterferenz . . . . .	66
4.2	Interferenz durch Übersprechen der Unterträger . . . . .	68
4.3	Pilotsymbolgestützte Kanalschätzung . . . . .	71
4.3.1	Optimale Interpolation mittels Wiener-Filter . . . . .	74
4.3.2	Bitfehlerwahrscheinlichkeit und Störleistung bei suboptimaler Kanalschätzung . . . . .	78
4.4	Vergleich analytischer Ergebnisse mit Simulationen . . . . .	84
<b>5</b>	<b>Analytische Abschätzung der Bitfehlerhäufigkeit mit Kanalcodierung</b>	<b>92</b>
5.1	Diversität des Kanals . . . . .	92
5.2	Analytische Abschätzung der Bitfehlerhäufigkeit . . . . .	93
5.2.1	Bitfehlerhäufigkeit nach innerer Faltungsdecodierung . . . . .	94
5.2.2	Bitfehlerhäufigkeit nach Decodierung des äußeren RS-Codes .	98
5.3	Vergleich analytischer Ergebnisse mit Simulationen . . . . .	100
5.4	Anwendung zur Versorgungsprognose in der Funknetzplanung . . . .	101
<b>6</b>	<b>Verbesserung des mobilen DVB-T-Empfangs</b>	<b>108</b>
6.1	Zeitliches inneres Interleaving . . . . .	108
6.2	Diversity-Empfang mit Delay-Combining . . . . .	109
6.3	Simulations- und Messergebnisse . . . . .	112

<b>7 Zusammenfassung</b>	<b>118</b>
<b>A Anhang</b>	<b>119</b>
A.1 Unabhängigkeit von Amplitude und Phase im Rayleigh-Kanal . . . .	119
A.2 Parameter häufig verwendeter WSSUS-Kanalmodelle . . . . .	121
A.3 "Maximal Ratio Combining (MRC)" . . . . .	122
A.4 Koeffizienten zur Berechnung der uncodierten Bitfehlerhäufigkeit . . .	124
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>128</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>132</b>
<b>Literatur</b>	<b>133</b>
<b>Häufig verwendete Abkürzungen und Formelzeichen</b>	<b>140</b>
<b>Lebenslauf</b>	<b>144</b>

## 1 Einleitung

Mit dem Beschluss der Bundesregierung vom 24.8.1998 soll die bisher analoge terrestrische Rundfunkversorgung Deutschlands bis zum Jahr 2010 auf digitale Systeme umgestellt werden. Für die terrestrische Fernsehverbreitung bedeutet dies eine Umstellung auf den europäischen DVB-T-Standard [ETS00]. Mit der Umstellung auf das DVB-T-System verknüpft, ist die Hoffnung auf ein vielfältigeres Programmangebot sowie die Schaffung neuer, attraktiver (Daten-)Dienste [TWA99]. Hauptproblem beim Umstieg von der analogen Fernsehversorgung auf das digitale Fernsehen ist die Frequenzknappheit. Im Gegensatz zu neuen Funksystemen wie GSM oder UMTS stehen keine exklusiven, neuen Frequenzen zur Verfügung. Neue Sender müssen in die bestehende Sendernetzinfrastruktur der analogen Sender zumindest für die Zeit des Übergangs integriert werden. Darüber hinaus nimmt der Anteil der Haushalte, die Fernsehen ausschließlich über den terrestrischen Verbreitungsweg empfangen, stetig ab und liegt zur Zeit (im Jahr 2002) bei ca. 8% aller Haushalte in Deutschland. Netzbetreiber und Programmanbieter gehen deshalb davon aus, dass nur attraktive neue, zum Teil interaktive Dienste dem DVB-T-System in Deutschland zum wirtschaftlichen Erfolg verhelfen können. Insbesondere der portable Inhouseempfang und der Mobilempfang sind für andere Verbreitungsmethoden des Fernsehrundfunks nur mit hohem technischem Aufwand und damit verbundenen, unvertretbar hohen Kosten möglich und stellen deshalb für DVB-T wichtige Alleinstellungsmerkmale dar. Parallel hierzu werden noch vor Einführung des kommerziellen Betriebs der Mobilfunknetze der dritten Mobilfunkgeneration (UMTS) bereits heute Konzepte für nachfolgende Mobilfunknetze entwickelt. Ausgangspunkt hierfür sind unter anderem Prognosen des UMTS Forums oder der ITU [BoV00], nach denen die Asymmetrie zwischen "Up-" und "Downlink-"Kanälen aufgrund des für die Zukunft steigenden Multimedieverkehrs am Gesamtverkehrsaufkommen zunimmt. Verschiedene Industriefirmen [Moh00], [Kel00], [Ald02] gehen davon aus, dass zukünftige Mobilfunksysteme mehrere bereits heute standardisierte Funkschnittstellen beinhalten und dass ein für den Nutzer nahtloser Übergang zwischen verschiedenen verfügbaren, beziehungsweise für einen gewünschten Dienst geeigneten, Funksystemen durch vertikales Weiterreichen ("Vertical Handover") von einem zum anderen Funksystem gewährleistet wird. Dabei ist das DVB-T-System Teil dieser Konzepte als ein System, das in der Lage ist, große Datenmengen an viele Benutzer gleichzeitig zu übertragen [Moh00], [COM02].

Dem Mobilempfang von DVB-T kommt somit in doppelter Hinsicht Bedeutung zu. Da das DVB-T-System jedoch ursprünglich nicht primär für den Mobilempfang, sondern für den stationären und portablen Empfang entwickelt wurde [Rei97], müssen Möglichkeiten und Grenzen des mobilen Empfangs kritisch hinterfragt werden und - soweit möglich - Verbesserungen des Mobilempfangs entwickelt werden. Aus Netzbetreibersicht müssen Planungsmethoden für die notwendigen terrestrischen Sendernetze möglichst exakt und realitätsnah Wellenausbreitung und Systemeigenschaften berücksichtigen. Die vorliegende Arbeit will zu diesen Punkten einen Beitrag leisten und gliedert sich deshalb wie folgt:

Neben der Einführung in einige grundlegende Eigenschaften von COFDM-Übertragungssystemen, enthält Kapitel 2 eine genauere Beschreibung des DVB-T-Systems.

Die wichtigsten Ausgangsziele des DVB-Projektes sowie aktuelle (im Jahr 2002) bundesdeutsche Rahmenbedingungen zur Einführung von DVB-T werden benannt. Eine detaillierte Beschreibung der einzelnen Funktionsblöcke und Parameter des nach ETSI standardisierten DVB-T-Systems schließt dieses Kapitel ab.

Sowohl zur Beurteilung der Eigenschaften eines Funkübertragungssystems, als auch zur Planung von Sendernetzen ist die Kenntnis der Eigenschaften des Funkkanals von fundamentaler Bedeutung. Ausgehend von den grundlegenden physikalischen Vorgängen bei der Wellenausbreitung werden in Kapitel 3, mit Hilfe der systemtheoretischen Beschreibung des Funkkanals durch zeitvariante Kanalimpulsantworten, Messmethoden für breitbandige Funkkanäle sowie daraus abgeleitete stochastische Funkkanalmodelle aufgezeigt. Anhand der Auswertung flächendeckender Messkampagnen mit DVB-T-typischen Sendernetzstrukturen werden ein neuartiges Kanalmodell sowie Aussagen zur Kanalkapazität von MIMO ("Multiple Input Multiple Output")-Systemen, als auch zu Richtungseigenschaften des Funkkanals am Ort eines mobilen Empfängers für Trägerfrequenzen um 700 MHz abgeleitet. Anschließend werden Parameter zur Verbesserung rechnergestützter Planungsalgorithmen aus Messungen extrahiert und deren Anwendung bei der Versorgungsprognose aufgezeigt.

In Kapitel 4 werden Einflüsse von Intersymbolinterferenz und Nachbarkanalinterferenz auf die Bitfehlerhäufigkeit beim Mobilempfang von DVB-T analysiert. Im DVB-T-Standard [ETS00] ist der Sender, nicht aber die Anforderungen an den Empfänger spezifiziert. Aufgrund der absoluten Modulation ergeben sich vielfältige Möglichkeiten, die erforderliche pilotsymbolgestützte Kanalschätzung durchzuführen. Gerade für zeitvariante Mobilfunkkanäle hängt die Bitfehlerhäufigkeit beim DVB-T-Empfang in entscheidendem Maße von den angewandten Kanalschätzalgorithmen ab. Deshalb werden analytische Verfahren hergeleitet, die für aufwandsgünstige, suboptimale Kanalschätzverfahren eine schnelle Berechnung der Bitfehlerhäufigkeit gestatten. Neben dem Erkenntnisgewinn und der schnellen Beurteilung verschiedener Kanalschätzverfahren in unterschiedlichen Mobilfunkkanälen ohne zeitaufwändige Simulationen ist die Anwendung solcher Verfahren vor allem in der Funknetzplanung zu sehen. Ihre Gültigkeit wird anhand von Softwaresimulationen überprüft.

Unter Berücksichtigung der inneren Kanalcodierung wird im fünften Kapitel eine analytische Abschätzung der codierten Bitfehlerhäufigkeit für DVB-T abgeleitet und anhand eines Vergleichs mit Softwaresimulationen validiert. Auch hier gilt wieder der Vorteil einer im Vergleich zu Simulationen wesentlich schnelleren Berechnung der codierten Bitfehlerhäufigkeit, weshalb dieses effiziente Verfahren ebenfalls vor allem bei der Funknetzplanung zur Anwendung kommt, z.B. zur Versorgungsplanung eines DVB-T-Sendernetzes (s. Kapitel 5.4).

Das DVB-T-System war ursprünglich nicht für den mobilen Empfang vorgesehen [Rei97]. Hieraus ergeben sich vielfältige Verbesserungsmöglichkeiten zum mobilen Empfang. In Kapitel 6 werden sowohl standardkonforme, als auch Methoden, die eine Erweiterung des bestehenden DVB-T-Standards erforderlich machen, analysiert: u.a. wird ein im Rahmen dieser Arbeit entwickeltes, neuartiges "Combining-"Verfahren zum Diversityempfang vorgeschlagen, dessen Praxistauglichkeit Soft- und Hardware-simulationen an einer prototypenhaften Realisierung aufzeigen.

In Kapitel 7 werden die wesentlichen Ergebnisse dieser Arbeit zusammengefasst.



## 2 Digitales terrestrisches Fernsehen (DVB-T)

Die Arbeiten zur Entwicklung des europäischen Standards zur terrestrischen Fernsehverbreitung (DVB-T) begannen im Rahmen des DVB-Projektes zum Beginn der neunziger Jahre und fanden ihren vorläufigen Abschluss im ETSI-Standard ETS 300744 "Digital Video Broadcasting (DVB); Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television" [ETS00]. Im DVB-Projekt schlossen sich ab dem Jahr 1993 mehr als 300 Netzbetreiber, Programmanbieter, Rundfunkanstalten, Gerätehersteller und Behörden aus mehr als 20 europäischen Ländern zusammen. Hauptziel im DVB-Projekt ist die Entwicklung einer Familie von möglichst ähnlichen Systemen zur digitalen Fernsehübertragung über Kabel, Satellit bzw. terrestrische Sendernetze. Dabei sollten von Beginn des DVB-Projektes an technische und kommerzielle Interessen gleichermaßen berücksichtigt werden. Zum Beginn der Arbeiten im DVB-Projekt waren die Standardisierungsarbeiten der "Moving Pictures Experts Group (MPEG)", eine Arbeitsgruppe der weltweit tätigen Normungsorganisationen ISO und IEC, zur Quellencodierung von Bild- und Tonsignalen zum sog. "MPEG-2"-Standard nahezu abgeschlossen. Um eine möglichst breite internationale Basis zur Anwendung der innerhalb des DVB-Projektes erarbeiteten technischen Lösungen zu schaffen, wurde vom DVB-Projekt festgelegt, den MPEG-2-Standard zur Quellencodierung zu verwenden. Diese Entscheidung wurde durch die Tatsache bestärkt, dass sowohl in den USA, als auch in Japan ebenfalls auf den MPEG-2-Standard für die jeweiligen digitalen Fernsehsysteme zurückgegriffen wurde. Zum Beginn der Arbeiten am DVB-T-Standard umfasste der Anforderungskatalog folgende Punkte [Rei97]:

- Die Übertragung qualitativ besonders hochwertiger Fernsehbilder, d.h. der Empfang von "High Definition Television (HDTV)".
- Die Übertragung von Programmen entsprechend einer den analogen Fernsehstandards wie PAL oder SECAM, vergleichbaren Qualität über schmalbandigere Kanäle, d.h. mit einer gesteigerten Frequenzeffizienz. Umgekehrt sollte innerhalb der existierenden Übertragungskanäle das Programmangebot vervielfältigt werden können.
- Portabler DVB-T-Empfang mit preiswerten Westentaschenempfängern, wozu lediglich eine eingebaute Empfangsantenne oder kleine Stabantenne notwendig wäre.
- Zuverlässige Versorgung von Fernsehempfängern in Fahrzeugen, beispielsweise in Zügen, Bussen oder Bahnen, auch bei schwierigen Funkkanälen und hohen Fahrgeschwindigkeiten mit akzeptabler Qualität.
- Gewährleistung der Stabilität der DVB-T-Übertragung bis zu einer scharf definierten Versorgungsgrenze.
- Übertragung von Datendiensten neben der Übertragung von Fernsehen.

Das vorrangige Ziel der hochqualitativen HDTV-Übertragung trat schnell in den Hintergrund. Auch das ursprüngliche Ziel des mobilen Empfangs wurde bei der Standardisierung nicht berücksichtigt, da zu befürchten war, dass dann der wirtschaftliche

Erfolg des "Digital Audio Broadcasting (DAB)" Systems, das primär als Nachfolgesystem zum analogen FM-Hörrundfunk einige Jahre vorher spezifiziert und standardisiert wurde, aufgrund von Konkurrenz bei der Übertragung gleichartiger Dienste gefährdet sein würde. Erst in jüngerer Vergangenheit [Rei98], nachdem die Mobil-empfangstauglichkeit qualitativ in ersten Pilotnetzen gezeigt wurde, rückt mobiler DVB-T-Empfang wieder mehr in das öffentliche Interesse. Insbesondere Automobilhersteller sind daran interessiert, ihre Produkte durch die Möglichkeit zur Nutzung breitbandiger Datendienste bzw. Fernsehempfang im Kraftfahrzeug aufzuwerten. Dies zeigt sich beispielsweise im Engagement in nationalen, als auch internationalen Forschungsprojekten [DVB02], [MCP01], [DRI01]. Daneben spielen mobile Multimedia-dienste auf der Basis des Internetprotokolls eine immer bedeutendere Rolle. Diese i.a. asymmetrischen Dienste benötigen in der Regel einen schmalbandigen Uplink und einen breitbandigen Downlink, der durch heutige bzw. in naher Zukunft eingesetzte Mobilkommunikationssysteme nur unzureichend berücksichtigt ist. DVB-T ist dabei ein Systemkandidat zur Ergänzung von Mobilfunksystemen um einen breitbandigen Downlink. Insbesondere wenn es sich bei den zu übertragenden Multimediadiensten nicht um reine Individualkommunikation handelt, sondern wenn die gleiche Information an mehrere individuelle Teilnehmer oder Teilnehmergruppen übertragen werden soll, kann ein Rundfunksystem wie DVB-T besonders effizient eingesetzt werden. Die rechtlichen Grundlagen für die zu verwendenden Trägerfrequenzen zur Ausstrahlung von DVB-T, Regeln zur Grenzkordinierung mit Funkdiensten des benachbarten Auslands sowie einzuhaltende Schutzabstände zwischen den verschiedenen Funkdiensten im für DVB-T vorgesehenen Frequenzbereich und Regeln zur Überführung analoger Fernsehsender in DVB-T-Sender finden sich im

- Stockholmer Abkommen von 1961,
- der multilateralen Koordinierungsvereinbarung von Chester aus dem Jahre 1997 sowie
- der Vereinbarung von Wiesbaden aus dem Jahre 1995.

Auf der Grundlage dieser Vereinbarungen ergibt sich als Frequenzbereich zur Einführung von DVB-T in Deutschland der Frequenzbereich von 470 MHz bis 790 MHz (Band IV/V) sowie der Bereich 814 MHz bis 838 MHz, wobei Schutzanforderungen anderer Funkdienste zu berücksichtigen sind. Unter anderen Funkdiensten sind sekundäre Dienste zu verstehen, wie "Service Ancillary To Programme Making (SAP)", d.h. produktionsbezogene Anwendungen, wie drahtlose Mikrofone, Regiefunkanlagen, drahtlose Monitore usw. sowie "Service Ancillary To Broadcasting (SAB)", die zur Übertragung von Produktionen und Beiträgen zum Übertragungsort oder zum Studio und für die dazugehörige Kommunikation genutzt werden. Ferner ist der Radioastronomiedienst im Frequenzbereich 606 MHz bis 614 MHz als sekundärer Funkdienst zu schützen. Die für DVB-T zur Verfügung stehenden Frequenzbereiche sind in Europa in Kanäle zu je 8 MHz Bandbreite unterteilt; der Zusammenhang zwischen Trägerfrequenz  $f_c$  und Kanalnummer  $i$  ist durch

$$f_c = 470 \text{ MHz} + 4 \text{ MHz} + (i - 21) \cdot 8 \text{ MHz} \quad (2.1)$$

mit  $i \in \{21, 22, 23, \dots, 69\}$  gegeben.

Mit dem Beschluss der Bundesregierung vom 24.08.1998 wurde der Zeitrahmen zum Übergang vom analogen Fernsehrundfunk zum digitalen DVB-T in Deutschland festgelegt. Dieser sieht vor, bis zum Jahre 2010 alle analogen Sender abzuschalten und die terrestrische Fernsehversorgung ab 2010 ausschließlich mit DVB-T zu gewährleisten. Die Umstellung auf DVB-T soll vorbehaltlich einer Überprüfung der Rahmenbedingungen im Jahre 2003 erfolgen, die die internationale Marktentwicklung, beispielsweise zur Verfügbarkeit von Endgeräten, berücksichtigen soll. Mit der Erarbeitung detaillierter Umstiegsszenarien in Deutschland befassen sich zum einen die "Arbeitsgruppe DVB-T Einführung" innerhalb der "Deutschen TV-Plattform e.V.", in der alle relevanten Unternehmen und Institutionen der Medienwirtschaft vertreten sind und zum anderen die "Technisch-wirtschaftliche Arbeitsgruppe" des Arbeitskreises "TV 2000" als Zusammenschluss von Rundfunkveranstaltern, Bundes- und Ländervertretern sowie der Deutschen Telekom. Innerhalb dieser beiden Arbeitsgruppen herrscht Konsens über das anzustrebende Versorgungsziel des portablen Inhouseempfangs mit 95%-iger Ortswahrscheinlichkeit von mindestens 12 TV-Programmen bereits zum Beginn der Einführung. Aufgrund der momentanen Frequenzbelegung im Band IV/V durch das analoge Fernsehen wird der inselweise harte Umstieg von analogem Fernsehen auf DVB-T als Übergangsszenario empfohlen. Zweckmässigerweise wird mit Inseln, d.h. zusammenhängenden Gebieten, die Ballungsräume enthalten, begonnen. Nach einer ein- bis zweijährigen Simulcastphase, während der sowohl analoge als auch digitale Fernsehversorgung aus Verbraucherschutzgründen gesichert sind, werden alle innerhalb einer Insel zur analogen Versorgung genutzten Sender gleichzeitig abgeschaltet und deren Frequenzen in die Planung weiterer DVB-T-Sender eingebracht.

## 2.1 Grundlagen der System- und Netzaspekte von COFDM

"Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex (COFDM)" gehört zur Familie der Mehrträgerübertragungsverfahren, die bereits seit Ende der fünfziger Jahre bekannt sind [Doe57, Mos58]. Die Grundidee ist, das gesamte zur Übertragung genutzte Frequenzband  $B$  mit einer verzerrenden Übertragungsfunktion  $H(f)$  in  $K$  Unterkanäle mit der Bandbreite  $\Delta f$  aufzuteilen. Innerhalb der Bandbreite  $\Delta f$  eines Unterkanals kann die Übertragungsfunktion des Kanals als konstant betrachtet werden. Damit wird die Aufgabe der Kanalverzerrung auf die Schätzung eines komplexen Faktors pro Unterkanal reduziert. In klassischen Mehrträgerübertragungssystemen werden die schmalbandigen Signale der Unterkanäle unabhängig voneinander erzeugt, auf die Trägerfrequenzen der Unterkanäle aufmoduliert und parallel gesendet. Im Empfänger erfolgt eine Trennung der Einzelsignale durch Filterung für jeden Unterkanal.

Im Gegensatz zu den klassischen Mehrträgerverfahren wird bei "Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM)" eine schnelle Fouriertransformation (FFT) zur Erzeugung der einzelnen Unterträger eingesetzt und eine Überlappung der orthogonalen Spektren zugelassen. Hieraus ergibt sich eine wesentliche Vereinfachung bei der Erzeugung des Sendesignals und Demodulation durch inverse FFT sowie eine bessere Bandbreiteneffizienz des Systems. In 1971 wurde von Weinstein und Ebert ein OFDM-System vorgeschlagen [Wei71], das zusätzlich zur Signalerzeugung mittels FFT ein Schutzintervall ("Guard Interval") zur Vermeidung von Intersymbolinter-

ferenz (ISI) beim Mehrwegekanal beinhaltet [Roh99]. Das Signal des  $k$ -ten Unterträgers wird analytisch durch die Funktion  $g_k(t)$ ,  $k = 0, \dots, K - 1$  beschrieben. Sende- und Empfangsfilter-Impulsantworten sind rechteckförmig, weisen aber unterschiedliche Dauern  $T = T_s + T_g$  bzw.  $T_s$  auf. Die Frequenzabstände der Unterträger werden auf

$$\Delta f = \frac{1}{T_s} > \frac{1}{T_s + T_g} \quad (2.2)$$

festgelegt. Durch die Einführung des Guardintervalls der Länge  $T_g$  wird der Frequenzabstand der Unterträger größer als der Kehrwert der Symbolrate  $T$ . Damit wird die Bandbreite-Effizienz im Vergleich zu einem Einträgersverfahren verringert. Für ein typisches Verhältnis von  $T_g/T = 0,2$  für QPSK-Modulation ergibt sich für das OFDM-System die Bandbreiten-Effizienz zu

$$\eta_B = \frac{\text{Bitrate}}{\text{Bandbreite}} = \frac{2/T}{1/T_s} = 1,6 \frac{\text{bit/s}}{\text{Hz}}. \quad (2.3)$$

Bei einem entsprechenden Einträgersystem mit QPSK-Modulation ergibt sich  $2 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ . Ein weiterer Nachteil des OFDM-Verfahrens mit Guardintervall besteht darin, dass aufgrund der unterschiedlichen Impulsdauern von Sende- und Empfangsfilter keine optimale Rauschanpassung im Sinne der Matched-Filterung vorliegt. Für weisses Kanalrauschen der spektralen Leistungsdichte  $N_0$  ergibt sich mit der Bitenergie  $E_b$  unter sonst idealen Kanalbedingungen an den Empfangsfilterausgängen ein Verhältnis von Signal- zu Störleistung  $SNR$  von

$$SNR = \frac{E_b}{N_0} \cdot \left(1 - \frac{T_g}{T}\right), \quad (2.4)$$

was für  $T_g/T = 0,2$  einem Verlust im  $SNR$  von ca. 1 dB entspricht [Kam92].

Ein weiterer Nachteil von OFDM sind starke Schwankungen der Einhüllenden, die mit steigender Anzahl von Unterträgern stärker werden und besondere Anforderungen an die Linearität der verwendeten Leistungsverstärker im Sender stellen. Unter der Bedingung gleicher Modulationsart und gleicher Leistung auf allen Trägern streben die Verteilungen von Real- und Imaginärteil des komplexwertigen OFDM-Signals  $s(t)$  jeweils gegen eine Gauß-förmige Verteilung mit Mittelwert Null und Varianz  $2\sigma_s^2$ . Die Phase kann als gleichverteilt angenommen werden, die Amplitude  $|s(t)| = x$  folgt einer Rayleighdichte, d.h.

$$p(x) = \frac{x}{\sigma_s^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_s^2}}. \quad (2.5)$$

Da, wie oben erwähnt, der rechteckförmige Sendegrundimpuls auf die Länge  $T$  beschränkt ist, sind die Leistungsdichtespektren der einzelnen Unterträger proportional einer  $\left(\frac{\sin(f)}{f}\right)^2$ -Funktion, die symmetrisch um die Unterträgermittelfrequenz  $f_k$  des  $k$ -ten Unterträgers verläuft. Aufgrund der Orthogonalität der Unterträger ergibt sich das Leistungsdichtespektrum eines OFDM-Signals als Summe der Einzelspektren zu

$$\Phi_{ss}(f) = \sum_{k=1}^K T^2 \cdot \frac{\sin^2(\pi(f - f_k)T)}{(\pi(f - f_k)T)^2}. \quad (2.6)$$

Die Unterträger eines OFDM-Systems können unabhängig voneinander durch die komplexen Modulationssymbole  $S_{l,k}$ , wobei  $l$  den  $l$ -ten Zeitschritt darstellt, moduliert werden. Im allgemeinen wird das Modulationssymbol  $S_{l,k}$  durch eine Abbildung von  $M$  zu übertragenden Datenbits auf einen Punkt in der komplexen Ebene, d.h. im Konstellationsdiagramm, gebildet. Wird der  $k$ -te Unterträger mit dem Modulationssymbol direkt multipliziert, so handelt es sich um eine absolute Modulation. Beispiele für diese Modulationstechnik sind M-PSK oder M-QAM. Im Fall einer differentiellen Modulation wird der  $k$ -te Unterträger mit dem Quotienten zweier aufeinanderfolgender Modulationssymbole moduliert bzw. multipliziert. Wird differentielle Modulation in Zeitrichtung angewandt, so ergibt sich das Modulationssymbol  $B_{l,k}$  zu

$$B_{l,k} = \frac{S_{l,k}}{S_{l-1,k}}, \quad (2.7)$$

wobei für das Beispiel einer M-DPSK  $B_{l,k} \in \{e^{j2\pi i/M} | i = 0, \dots, M-1\}$  gilt. Zu beachten ist, dass die Kohärenzzeit [Par92] des Kanals groß im Vergleich zur Symboldauer sein soll, so dass der Übertragungsfaktor des Kanals für die Dauer zweier aufeinanderfolgender Symbole nahezu konstant bleibt. Alternativ kann die differentielle Modulation auch in Frequenzrichtung angewendet werden [Grü98]; es ergibt sich für das Modulationssymbol im  $l$ -ten Zeitschritt für den  $k$ -ten Unterträger

$$B_{l,k} = \frac{S_{l,k}}{S_{l,k-1}}. \quad (2.8)$$

Für diesen Fall muss gewährleistet sein, dass die Kohärenzbandbreite [Par92] als Maß der Frequenzselektivität des Kanals groß im Vergleich zum Frequenzabstand der Unterträger ist, so dass für zwei benachbarte Unterträger nahezu der gleiche Kanalübertragungsfaktor wirksam ist.

Die Demodulation der empfangenen Sequenz von Symbolen  $R_{l,k}$  im Empfänger muss bei nicht-differentieller Modulation im Sender kohärent erfolgen. Für den OFDM-Empfänger bedeutet dies, dass die Phasenlage für jeden Unterträger bekannt sein muss. Für jede Art von Amplitudenmodulation, wie z.B. M-QAM, muss darüber hinaus auch die Dämpfung eines jeden Unterträgers aufgrund der Kanalübertragungsfunktion bekannt sein. Um diese Informationen im Empfänger zu gewinnen, muss eine Kanalschätzung durchgeführt werden, die Schätzwerte  $\hat{H}_{l,k}$  der Kanalübertragungsfaktoren  $H_{l,k}$  liefert. Die Entscheidung, welches Symbol gesendet wurde, basiert dann auf der Entscheidungsvariablen

$$D_{l,k}^c = \frac{R_{l,k}}{\hat{H}_{l,k}} = \frac{S_{l,k} \cdot H_{l,k}}{\hat{H}_{l,k}} + \frac{N_{l,k}}{\hat{H}_{l,k}} \Rightarrow \hat{S}_{l,k} = \text{dec}\{D_{l,k}^c\} \quad (2.9)$$

wobei  $\text{dec}$  die Entscheiderfunktion bezeichnet und mit  $N_{l,k}$  additives Rauschen des Kanals berücksichtigt wird. Das hochgestellte "c" macht deutlich, dass es sich hier um die Entscheidungsvariable für die kohärente Demodulation handelt.

Die Kanalschätzung kann auf der Basis von im Empfänger bekannten Symbolen, sogenannten Pilotsymbolen, die im Sender in den Nutzdatenstrom eingefügt werden, erfolgen. Der erste Schritt der Kanalschätzung besteht dann darin, für die Zeit- und

Frequenzpositionen, an denen Pilotsymbole gesendet wurden, die Kanalübertragungsfaktoren zu bestimmen. Für die Zeit- bzw. Frequenzpositionen zwischen den Pilotsymbolen, d.h. an den Positionen der Datensymbole, werden die Kanalübertragungsfaktoren durch Interpolation gewonnen. Der Abstand der Pilotsymbole in Zeitrichtung ist so zu wählen, dass bezüglich der maximalen Dopplerfrequenz des Kanals das Abtasttheorem eingehalten wird. Entsprechend orientiert sich der Abstand der Pilotsymbole in Frequenzrichtung an der Länge der Kanalimpulsantwort unter Einhaltung des Abtasttheorems, angewandt in Frequenzrichtung.

Die Demodulation eines OFDM-Signals mit differentiell modulierten Unterträgern kann entweder nicht-kohärent (*nc*) oder quasi-kohärent (*qc*) erfolgen. Bei nicht-kohärenter Demodulation ergibt sich die Entscheidungsvariable aus dem Quotient zweier aufeinander folgender Empfangssymbole

$$D_{l,k}^{nc} = \frac{R_{l,k}}{R_{l-1,k}} = \frac{S_{l-1,k} \cdot B_{l,k} \cdot H_{l,k} + N_{l,k}}{S_{l-1,k} \cdot H_{l-1,k} + N_{l-1,k}} \Rightarrow \hat{B}_{l,k} = \text{dec}\{D_{l,k}^{nc}\}, \quad (2.10)$$

wobei hier davon ausgegangen wird, dass die differentielle Modulation in Zeitrichtung erfolgt. Aufeinander folgende Kanalübertragungsfaktoren sind i.a. stark korreliert, so dass  $H_{l,k} \approx H_{l-1,k}$  gilt. In die Berechnung der Entscheidungsvariablen zur nicht-kohärenten Demodulation geht die Rauschleistung zweifach, nämlich im Zähler und im Nenner ein. Deshalb ergibt sich eine Verschlechterung im Vergleich zur kohärenten Demodulation. Dem steht der wesentlich geringere empfängerseitige Aufwand gegenüber; eine Kanalschätzung ist nicht erforderlich und darüber hinaus fällt auch kein "Overhead" in Form von Pilotsymbolen an, der die übertragbare Datenrate herabsetzt.

Eine weitere Möglichkeit zur Demodulation einer differentiellen Modulation der Unterträger besteht in der quasi-kohärenten Demodulation [Roh99]. Ähnlich wie bei der kohärenten Demodulation wird zunächst der Einfluss des Kanals beseitigt. Aufgrund der differentiellen Codierung muss die Phase des Kanals lediglich bis auf eine Mehrdeutigkeit  $2\pi/M$  geschätzt werden, wobei hierzu keine Pilotsymbole erforderlich sind. Abgesehen von der differentiellen Decodierung entspricht die quasi-kohärente Demodulation der kohärenten, d.h.

$$\hat{B}_{l,k} = \frac{\hat{S}_{l,k}}{\hat{S}_{l-1,k}} = \frac{\text{dec}(R_{l,k}/\tilde{H}_{l,k})}{\text{dec}(R_{l-1,k}/\tilde{H}_{l-1,k})} = \frac{\text{dec}(D_{l,k}^c)}{\text{dec}(D_{l-1,k}^c)}. \quad (2.11)$$

Im Falle einer falschen Entscheidung beeinflusst diese zwei aufeinander folgende Symbole. Die Fehlerhäufigkeit bei der quasi-kohärenten Demodulation ist deshalb bei kleinen Werten doppelt so hoch im Vergleich zur kohärenten Modulation und Demodulation. Jedoch bedeutet eine Verdopplung der Fehlerrate einen geringeren Verlust bezüglich des benötigten Signal-Störabstandes im Vergleich zur nichtkohärenten Demodulation.

Bei Übertragung eines OFDM-Signals über frequenzselektive Funkkanäle werden einige Unterträger stark gedämpft und weisen selbst im Falle einer hohen mittleren Empfangsleistung eine hohe Bitfehlerrate auf. Die Anwendung von Kanalcodierungsverfahren im Sinne einer Vorwärtsfehlerkorrektur zur Nutzung von Frequenzdiversity über die Unterträger des OFDM-Signals ermöglicht hohe Gewinne für frequenzselektive Kanäle. Man spricht deshalb bei einem OFDM-System mit Kanalcodierung von

”Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing (COFDM)”.

Hohe Codierungsgewinne können durch Einsatz einer ”Soft-Decision” anstatt der zuvor beschriebenen ”Hard-Decision” bei der Demodulation bzw. Decodierung erreicht werden [Pro89]. Üblicherweise werden Faltungscodes eingesetzt, da die ”Soft-Decision” Decodierung auf einfache Weise mit dem Viterbi-Algorithmus ausgeführt werden kann. Darüber hinaus ermöglichen Faltungscodes eine flexible Anpassung der Coderate an die Kanaleigenschaften durch Punktierung. Zur ”Soft-Decision” Decodierung benötigt der Decoder ein Metrikinkrement  $\lambda(S_{l,k}^\nu)$  für jedes Empfangssymbol  $R_{l,k}$  anstatt einer fertigen Entscheidung auf ein bestimmtes Symbol. Im folgenden wird die Berechnung des Metrikinkrements nur für die kohärente Demodulation beschrieben, da für das im Rahmen dieser Arbeit betrachtete DVB-T-System aufgrund der verwendeten M-QAM nur eine kohärente Demodulation in Frage kommt. Für das Empfangssymbol des  $k$ -ten Unterträgers im  $l$ -ten Zeitintervall gilt

$$R_{l,k} = H_{l,k} \cdot S_{l,k} + N_{l,k}, \quad (2.12)$$

mit dem gesendeten Symbol  $S_{l,k}$ , dem komplexwertigen Kanalübertragungsfaktor  $H_{l,k}$  und dem additiven weissen Gauß’schen Rauschen  $N_{l,k}$  mit der Leistung  $2\sigma_N^2$ . Die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion von  $R_{l,k}$  unter der Bedingung, dass  $S_{l,k}$  gesendet wurde, ist dann eine komplexe Gauß’sche Dichtefunktion

$$p(R_{l,k}|S_{l,k}) = \frac{1}{2\pi\sigma_N^2} \cdot e^{-(|R_{l,k} - H_{l,k} \cdot S_{l,k}|^2 / (2\sigma_N^2))}. \quad (2.13)$$

Ein Schätzer, der im Sinne einer Maximum-Likelihood-Entscheidung [Pro89] die Folge  $\langle \widehat{S}_{l,k} \rangle$  aus allen möglichen Folgen  $\langle S_{l,k} \rangle^{(\mu)}$  auswählt, entscheidet entsprechend folgendem Kriterium:

$$\begin{aligned} \langle \widehat{S}_{l,k} \rangle &= \arg \max_{\mu} \{ \text{Prob}(\langle R_{l,k} \rangle | \langle S_{l,k} \rangle^{(\mu)}) \} \\ &= \arg \min_{\mu} \{ \sum_k |R_{l,k} - H_{l,k} \cdot S_{l,k}(\mu)|^2 \}. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Die Summanden in obiger Gl. werden durch den Demodulator für jedes mögliche Modulationssymbol  $S_{l,k}^\nu$  mit  $\nu = 0, \dots, M$  berechnet und als Metrikinkrement

$$\lambda(S_{l,k}) = |R_{l,k} - H_{l,k} \cdot S_{l,k}|^2 \quad (2.15)$$

an den Decoder zur weiteren Auswertung weitergereicht. Der Decoder schätzt die Symbolfolge bzw. die zugehörige Bitfolge auf der Basis der Metrikinkremente. Die Metrik besteht aus quadrierten Euklidischen Abständen und kann für alle kohärenten Demodulationstechniken angewandt werden, für die die Annahme gilt, dass die Sendesymbole statistisch unabhängig voneinander sind und die Empfangssymbole aufgrund des additiven Gauß’schen Rauschens normalverteilt sind.

Um eine flächendeckende Versorgung mit terrestrischen Sendernetzen zu gewährleisten, müssen die Frequenzen unmittelbar benachbarter Sender i.d.R. unterschiedlich sein, damit Interferenzen vermieden werden. Man spricht auch von ”Multi Frequency Networks (MFN)”. Ein großer Vorteil OFDM-basierter Sendernetze mit Guardintervall ist die Möglichkeit, Gleichwellennetze (”Single Frequency Network (SFN)”)

zu implementieren. Ein Gleichwellennetz besteht dabei aus mehreren Sendern, die identische OFDM-Signale auf der gleichen Trägerfrequenz von unterschiedlichen Sendestandorten in das zu versorgende Gebiet abstrahlen. Im Gegensatz zu analogen Systemen oder digitalen Einträgersystemen tritt am Empfangsort keine Intersymbolinterferenz auf, solange die Laufzeitdifferenzen der Signalanteile aller Sender des SFN am Empfangsort geringer als die Guardintervalllänge ist. Durch die Implementierung von Gleichwellennetzen können somit größere Gebiete frequenzeffizient versorgt werden, da nur ein Frequenzkanal pro Gleichwellennetz benötigt wird. Die Größe realisierbarer Gleichwellennetze ist jedoch ebenfalls nach oben hin begrenzt und hängt insbesondere vom Abstand der Sender des SFN zueinander, der Guardintervalllänge und der Ausbreitungsdämpfung ab, die wiederum von den Sende- und Empfangsantennenhöhen sowie der Topo- und Morphographie entlang der Ausbreitungswege von den Sendern zum Empfänger beeinflusst wird.

Darüber hinaus gewährleistet die Versorgung eines Gebietes mittels Gleichwellennetz für jeden Punkt des Versorgungsgebietes eine höhere Wahrscheinlichkeit dafür, dass ein gewünschtes Signal-Störverhältnis überschritten wird, da die Informationsübertragung zum Empfänger über mehrere i.a. nur schwach korrelierte Funkkanäle parallel übertragen wird. Qualitativ ergibt sich für einen gegebenen Versorgungsbereich eine homogenere "Ausleuchtung". Für diesen auch als Makrodiversity bezeichneten Effekt [Abu95] werden in Kapitel 3.4 quantitative Aussagen auf der Basis von Messungen in einem realen Gleichwellennetz getroffen.

Da die durch ein SFN versorgten Gebiete im allgemeinen größer sind als das Versorgungsgebiet eines Einzelsenders ergibt sich insbesondere für die Versorgung mobiler Teilnehmer ein weiterer Vorteil beim Einsatz von Gleichwellennetzen. Verlässt ein mobiler Teilnehmer durch seine Bewegung den Versorgungsbereich des ihn versorgenden Einzelsenders oder Gleichwellennetzes, so hat eine Synchronisation im Versorgungsbereich eines anderen Einzelsenders oder eines anderen Gleichwellennetzes bezüglich Frequenz und Zeit zu erfolgen. Dieser Vorgang, in Mobilfunknetzen als Handover oder Handoff bezeichnet, muss umso öfter durchgeführt werden, je kleiner der Versorgungsbereich des Einzelsenders bzw. des Gleichwellennetzes ist. Da der Versorgungsbereich eines Gleichwellennetzes i.d.R. wesentlich größer als der Versorgungsbereich eines Einzelsenders ist, entfällt diese zusätzliche Synchronisation nahezu im Gleichwellennetz. Ein weiterer Vorteil beim Einsatz von Gleichwellennetzen ist deren Leistungseffizienz. So ergibt sich für eine gegebene Gesamtsendeleistung  $n \cdot P_S$  eine größere versorgte Fläche bei gleichmäßiger Aufteilung dieser Sendeleistung auf  $n$  Sendestandorte im Vergleich zur versorgten Fläche eines Senders mit der Leistung  $n \cdot P_S$ . Beachtet man die Tatsache, dass die Infrastrukturkosten für leistungsstarke Sender überproportional ansteigen, d.h. bei Verdopplung der Sendeleistung ist mit weitaus mehr als den doppelten Kosten zu rechnen, so ist dieser Vorteil umso wichtiger. Zur Veranschaulichung der Leistungseffizienz eines Gleichwellennetzes soll nun der Versorgungsbereich eines Gleichwellennetzes bestehend aus  $n$  Sendern angeordnet in einem Hexagonalgitter mit dem Versorgungsbereich eines Einzelsenders verglichen werden. Die Leistung jedes der  $n$  Sender des Gleichwellennetzes sei  $P_S$ , die Leistung des Einzelsenders  $n \cdot P_S$ . Es werde angenommen, dass der Versorgungsbereich um jeden Sender leistungsbegrenzt ist, d.h. dass das Versorgungsgebiet dadurch gekennzeichnet ist, dass eine Empfangsleistung  $P_{R_{min}}$  in jedem Punkt des Versorgungsgebietes minde-



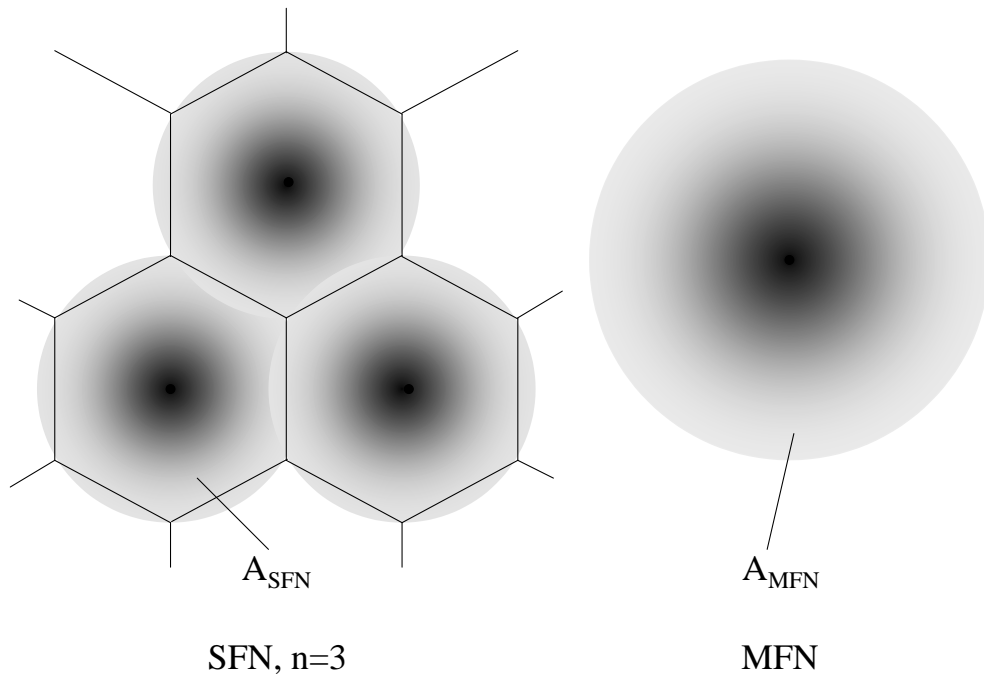
stens sowohl für das Einzelsender-, als auch für das Gleichwellennetz erreicht werden muss. Zusätzlich werde angenommen, dass die Versorgungsbereiche der  $n$  Sender des Gleichwellennetzes sich teilweise im Sinne eines zusammenhängenden Versorgungsgebietes aufgrund der Heagonalstruktur überlappen (**Bild 2-1**). Die Empfangsleistung werde durch ein einfaches Potenzgesetz beschrieben, wonach sich die Empfangsleistung  $P_R$  aus der Sendeleistung  $P_S$ , dem Abstand  $r$ , einer Konstanten  $L_P$  sowie dem Ausbreitungsexponenten  $\alpha$  gemäß

$$P_R = L_P \cdot \frac{P_S}{r^\alpha} \quad (2.16)$$

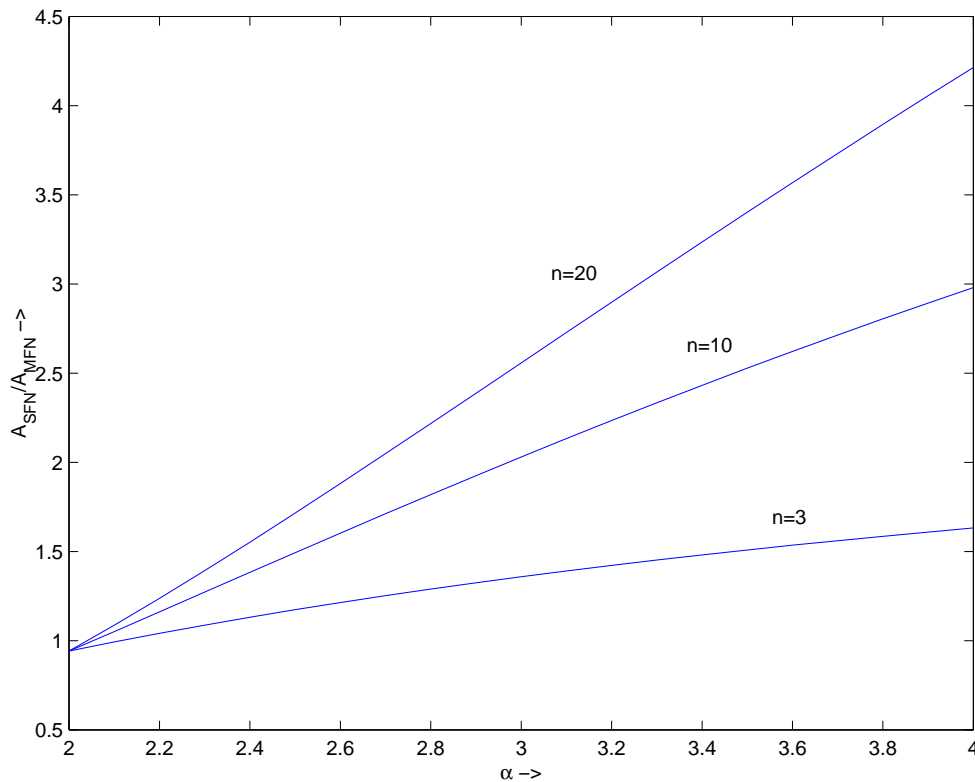
ergibt. Mit diesen Annahmen ergibt sich das Verhältnis der versorgten Flächen von Gleichwellennetz und Einzelsendernetz aus der Geometrie in **Bild 2-1** zu

$$\frac{A_{SFN}}{A_{MFN}} = \frac{n \cdot \left( \pi - \frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} \right)}{\pi \cdot 10^{\frac{2 \cdot \log_{10}(n)}{\alpha}}}. \quad (2.17)$$

In **Bild 2-2** ist das Verhältnis der Versorgungsflächen von Gleichwellennetz und Einzelsendernetz mit der Anordnung im Hexagonalgitter nach **Bild 2-1** als Funktion von  $\alpha$  mit  $n$  als Parameter dargestellt. Für  $\alpha \approx 2$ , d.h. für Freiraumausbreitung, ergeben sich für das SFN aufgrund der Überlappungsbereiche insgesamt kleinere Versorgungsflächen als für das vergleichbare Einzelsendernetz. Jedoch sind in realen Ausbreitungssituationen eher Ausbreitungsexponenten  $> 2,5$  zu erwarten. Für  $\alpha > 2,5$  ist der Versorgungsbereich eines Gleichwellennetzes insbesondere mit wachsender Anzahl  $n$  der Sender im SFN größer, als die durch den Einzelsender versorgte Fläche bei gleicher Gesamtsendeleistung.



**Bild 2-1:** Versorgungsflächen im Gleichwellen (SFN)- und Einzelsendernetz (MFN).



**Bild 2-2:** Verhältnis der Versorgungsflächen im Gleichwellen (SFN)- und Einzelsendernetz (MFN) über dem Ausbreitungsexponenten  $\alpha$  bei gleicher Gesamtsendeleistung  $n \cdot P_S$ .

## 2.2 DVB-T-Standard

In diesem Unterkapitel soll ein Überblick über das DVB-T-System gemäß ETSI-Standard EN 300744: "Digital Video Broadcasting; Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television" [ETS00] und der darin vorgesehenen Wahl von Parametern gegeben werden. Das DVB-T-System dient primär der terrestrischen Rundfunkverbreitung MPEG-2 codierter TV-Signale. Hierzu muss eine Anpassung des digital nach MPEG-2 codierten Transportstroms an die verschiedenen Charakteristika des terrestrischen Funkkanals durchgeführt werden. Diese Anforderung führte zu einem flexiblen System, das als Übertragungsverfahren OFDM kombiniert mit einer verketteten Codierung zur Vorwärtsfehlerkorrektur ("Forward Error Correction (FEC)") verwendet und damit ein COFDM-System bildet. **Bild 2-3** zeigt das Blockschaltbild eines DVB-T-Senders.

Um ein Maximum an spektraler Effizienz bei Anwendung von DVB-T im UHF-Bereich zu erreichen, ist der Betrieb kleiner bzw. großer Gleichwellennetze vorgesehen. Hierzu sieht der Standard zwei Möglichkeiten zur Wahl der Anzahl der Unterträger des OFDM-Signals, drei verschiedene Modulationsschemata sowie verschiedene Guardintervalle vor. Neben dem Kanalabstand von 8 MHz sind auch Kanalabstände von 7 MHz oder 6 MHz bei entsprechender Skalierung der Systemparameter z.B. für den Einsatz des DVB-T-Systemstandards außerhalb Europas möglich.

Die verkettete Codierung zur Vorwärtsfehlerkorrektur besteht aus einer äußeren Blockcodierung und einem äußeren Interleaver gefolgt von einer inneren Faltungscodierung sowie einem inneren Interleaver. Die äußere Blockcodierung sowie das äußere Interleaving wird identisch in den Standards zur Satelliten- bzw. Kabelübertragung von DVB verwendet [Rei97]. Ebenso entspricht die innere Faltungscodierung dem Satellitenstandard. Das innere Interleaving ist DVB-T spezifisch.

Um verschiedene Übertragungsraten zu unterstützen, können, in Ergänzung zu fünf verschiedenen wählbaren Coderaten des inneren Codes, drei verschiedene, nicht-differentielle Modulationsschemata gewählt werden: QPSK, 16-QAM und 64-QAM. Darüber hinaus kann bei Verwendung von 16-QAM bzw. 64-QAM hierarchische Modulation angewandt werden, um den Eingangsdatenstrom in zwei Teilströme aufzuteilen. Mit dem ersten Teildatenstrom mit relativ geringer Datenrate, aber hohem Fehlerschutz kann ein Basisdienst bereitgestellt werden. Der zweite Teilstrom kann zur Übertragung zusätzlicher Dienste mit höheren Datenraten, jedoch geringerem Fehlerschutz genutzt werden. Grundsätzlich ergeben sich zwei Möglichkeiten zur Nutzung des zusätzlichen Datenstromes: entweder zur Übertragung zusätzlicher Programme, oder aber zur Verbesserung der Qualität des Basisdienstes bei gutem Empfang.

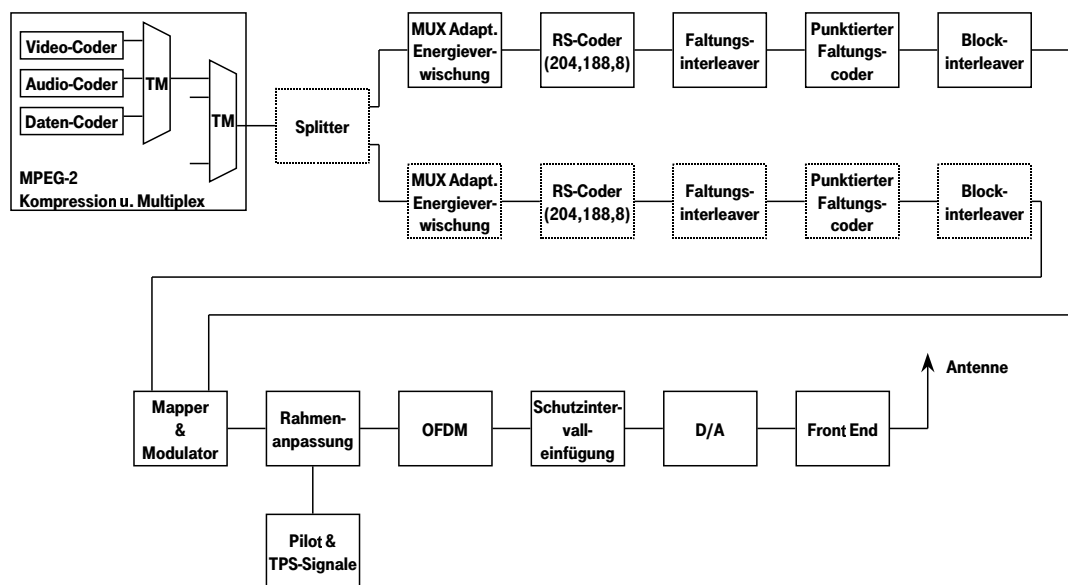


Bild 2-3: Blockschaltbild eines DVB-T-Senders.

### 2.2.1 Systemparameter und Kanalcodierung

Wichtige Vorgabe bei der Erarbeitung des DVB-T-Standards war die Gleichwellenfähigkeit, wobei als maximale Abstandsdifferenz benachbarter Sender von dem

jeweiligen Empfangsort ca. 60 km angenommen wurde [Rei97]. Hieraus resultiert die Verwendung von OFDM mit Guardintervall. Bei der angenommenen Abstandsdifferenz von 60 km ist die Länge des Guardintervalls nicht mehr frei wählbar und muss mindestens ca. 200  $\mu\text{s}$  betragen. Damit die Bandbreiteneffizienz gemäß Gl. 2.3 nicht zu klein wird, muss die nutzbare Symboldauer  $T_s$  entsprechend groß gegenüber der Guardintervalllänge  $T_g$  sein. Das DVB-T-System verwendet OFDM in zwei verschiedenen Modi, die nach der zu verwendenden FFT-Länge als 2k-FFT-Mode und 8k-FFT-Mode bezeichnet werden. Im 2k-FFT-Mode ist die nutzbare Symboldauer  $T_s = 224 \mu\text{s}$  und es gibt  $K = 1705$  physikalisch vorhandene Unterträger, beim 8k-FFT-Mode ist  $T_s = 896 \mu\text{s}$  und  $K = 6817$ . Die Anzahl der zur Datenübertragung nutzbaren Unterträger ist  $K_U = 1512$  für den 2k-FFT-Mode und  $K_U = 6048$  im 8k-FFT-Mode und somit geringer als  $K$ , da verschiedene Unterträger zur Übertragung programmbegleitender Informationen bzw. als Pilotträger zur Kanalschätzung verwendet werden. Die Guardintervalllänge kann in beiden Modi zu 1/4, 1/8, 1/16 oder 1/32 der Nutzsymboldauer  $T_s$  gewählt werden (**Tab. 2-1**). Demnach eignet sich nur der 8k-FFT-Mode zum Aufbau großer Gleichwellennetze, für die eine entsprechend große Guardintervalllänge  $T_g$  benötigt wird. Auf den 2k-FFT-Mode wurde insbesondere deshalb nicht verzichtet, da dieser bezüglich der empfängerseitigen Signalverarbeitung einfacher zu realisieren ist (kürzere Länge der FFT).

Zur Vorwärtsfehlerkorrektur wird eine verkettete Codierung bestehend aus innerem Faltungscodierer mit innerem Interleaver verwendet sowie zur Korrektur der Restfehler ein äußerer Reed-Solomon (RS) Blockcodierer mit äußerem Interleaver. Eine verkettete Codierung ist eine Technik, bei der relativ einfache Codes kombiniert werden, um einen großen Codierungsgewinn bei im Vergleich zu einem einzigen Code vergleichbarer Leistungsfähigkeit reduzierten Decodierungsaufwand zu erreichen [Kas97]. Der Faltungscodierer verwendet einen Muttercode der Rate  $R_{in} = 1/2$  und Einflusslänge 7 mit den Generatorpolynomen  $G_1 = 133_{oct}$  und  $G_2 = 171_{oct}$ . Durch Lochung bzw. Punktierung des Muttercodes können Coderaten von 2/3, 3/4, 5/6 bzw. 7/8 eingestellt werden. Bei einem punktierten Faltungscodierer werden nicht alle Codiererausgangsbits des Faltungscodes übertragen. Nach einem bestimmten, sich periodisch wiederholendem Muster werden verschiedene Ausgangsbits punktiert, d.h. für die Ausgabe unterdrückt. Die Muster zur Auswahl der Bits sind in Punktierungstabellen abgelegt. Durch die Wahl unterschiedlicher Punktierungstabellen ergibt sich die Möglichkeit unterschiedliche Coderaten einzustellen. Vorteil der Punktierung ist, dass die Struktur des zugrundeliegenden Faltungscodes bzw. Muttercodes (Trellis) dabei nicht beeinflusst wird. Die Decodierung aller durch Punktierung aus dem Muttercode entstandenen Codes erfolgt mit nur einem Viterbi-Decodierer, der auf dem Trellis des Muttercodes arbeitet [Hag88].

Das innere Interleaving ist blockorientiert und besteht aus einem bitweisen Interleaving über Blöcke von 126 Bits und einer sich anschließenden Verwürfelung der Modulationssymbole über die Unterträger eines OFDM-Symbols; d.h. die Blocklänge dieses Symbolinterleavers entspricht genau der Anzahl der Unterträger. Durch das innere Interleaving wird somit im wesentlichen eine Verwürfelung in Frequenzrichtung durchgeführt. Dieses Vorgehen erlaubt zusammen mit dem inneren Faltungscodierer ein Ausnutzen von Frequenzdiversität. Ein weiteres Interleaving in Zeitrichtung ist - beispielsweise im Gegensatz zum DAB-System - nicht vorgesehen.

Zur äußeren Codierung wird ein symbolorientierter Reed-Solomon (RS) Blockcode eingesetzt. Zu einem Symbol werden 8 Bits zusammengefasst. Die Berechnungen zur RS-Codierung bzw. -Decodierung erfolgen für DVB-T mit  $w = 8$  bit/Symbol im abgeschlossenen Zahlenraum mit  $q = 2^w = 256$  Elementen; der abgeschlossene Zahlenraum wird auch erweitertes Galoisfeld  $GF(2^8)$  genannt. Charakterisiert wird der RS-Code durch die Blocklänge  $n_{RS}$ , d.h. die Anzahl der Ausgangssymbole, sowie die Dimension  $k_{RS}$ , d.h. die Anzahl der Symbole eines Blockes. Die Differenz zwischen Blocklänge und Dimension  $n_{RS} - k_{RS}$  ist die Anzahl der Redundanzstellen und bestimmt die Anzahl der korrigierbaren Symbolfehler. Die minimale Distanz des Codes beträgt  $d_{min} = n_{RS} - k_{RS} + 1$ . Die Anzahl der korrigierbaren Symbolfehler beträgt  $e = (d_{min} - 1)/2$ . Die Länge des Codes  $(n_{RS}, k_{RS})$  kann um  $l_{RS}$  Stellen verkürzt werden und es entsteht ein  $(n_{RS} - l_{RS}, k_{RS} - l_{RS})$  Code. Die nicht genutzten Eingangssymbole werden für die Codierung zu Null gesetzt, wobei man die zugehörigen  $l_{RS}$  Null-Ausgangssymbole nicht überträgt und erst vor der Decodierung wieder einfügt. Die Decodierung erfolgt wie beim ungekürzten Code und dessen Fehlerkorrektureigenschaften bleiben vollständig erhalten. Bei DVB-T wird ein RS(204,188)-Code eingesetzt, der durch Verkürzung aus einem RS(255,239)-Code erzeugt wird und mit dem maximal 8 Bytes korrigiert werden können. Die Verkürzung auf eine Dimension von  $k_{RS} = 188$  Symbole - bei 8 bit/Symbol also Bytes - orientiert sich hierbei an der Länge der MPEG-2-Transportstrompakete, die ebenfalls 188 Bytes lang sind. Die Coderate des äußeren Codes ergibt sich somit zu  $R_{out} = 188/204$ .

Zwischen äußerem und innerem Code findet ein äußeres Byte-Interleaving statt, um die nach der Viterbi-Decodierung vorhandenen Fehlerbündel aufzubrechen. Hierzu wird ein Faltungsinterleaver mit der Interleavertiefe von 12 Bytes und einer Basisverzögerung von 17 Bytes verwendet. Dadurch sind aufeinanderfolgende Bytes am Eingang des Faltungsinterleavers um 204 Bytes am Ausgang gespreizt. Bündelfehler werden somit über mehrere RS-Codewörter verteilt. Der Einsatz eines Faltungsinterleavers ist deshalb besonders vorteilhaft, da er im Gegensatz zu einem vergleichbaren Blockinterleaver einen geringeren Speicherplatz benötigt und eine bessere Wirkungsweise bei periodischen Störungen gewährleistet. Darüber hinaus ist beim Faltungsinterleaver die Synchronisation einfacher als beim entsprechenden Blockinterleaver.

Die nutzbaren Unterträger des OFDM-Signals weisen entweder QPSK, 16-QAM oder 64-QAM Modulation auf. Hierzu werden  $b \in \{2, 4, 6\}$  Bit zu einem Modulationssymbol zusammengefasst und anhand einer Gray-Codierung [Pro89] auf die komplexe Zahlenebene abgebildet. Die Gray-Codierung bewirkt, dass sich in der komplexen Zahlenebene unmittelbar benachbarte Symbole nur in einem Bit unterscheiden. Bei falscher Symbolentscheidung im Empfänger auf ein Nachbarsymbol tritt somit nur ein Bitfehler auf. Bei der hierarchischen Modulation wird ein Datenstrom hoher Priorität gleichzeitig mit einem Datenstrom niedriger Priorität übertragen. Die Implementierung der hierarchischen Modulation ist für 16-QAM bzw. 64-QAM der Unterträger möglich und wird durch verschiedene Konstellationsdiagramme realisiert. Mittels des Parameters  $\alpha_{Hier}$  kann bei gegebener Signalleistung die Störsicherheit der beiden Datenströme beeinflusst werden. Der Parameter  $\alpha_{Hier}$  ist das Verhältnis der minimalen Euklidischen Distanz zweier Konstellationspunkte des Datenstroms hoher Priorität, die unterschiedliche Bits repräsentieren zur Euklidischen Distanz zweier benachbarter Konstellationspunkte des Datenstroms niedriger Priorität. Bei gegebener Sende-

**Tab. 2-1:** Systemparameter für DVB-T mit 2k-FFT- und 8k-FFT-Mode.

OFDM-Mode		2k-FFT	8k-FFT
Anzahl der Unterträger $K$		1705	6817
Anzahl nutzbarer Unterträger $K_U$		1512	6048
Nutzbare Symboldauer $T_s$		224 $\mu\text{s}$	896 $\mu\text{s}$
Unterträgerabstand $\Delta f$ (8 MHz Kanalaraster)		4464 Hz	1116 Hz
Bandbreite (8 MHz Kanalaraster)		7,61 MHz	
Modulation		QPSK, 16-QAM, 64-QAM	
Coderate des inneren Codes $R_{in}$		1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8	
Coderate des äußeren Codes $R_{out}$		188/204	
Hierarchische Modulation, $\alpha_{Hier}$		1, 2, 4	
Guard Intervall $T_g$	1/4 $\cdot T_s$	56 $\mu\text{s}$	224 $\mu\text{s}$
	1/8 $\cdot T_s$	28 $\mu\text{s}$	112 $\mu\text{s}$
	1/16 $\cdot T_s$	14 $\mu\text{s}$	56 $\mu\text{s}$
	1/32 $\cdot T_s$	7 $\mu\text{s}$	28 $\mu\text{s}$

leistung bewirkt eine Vergrößerung von  $\alpha_{Hier}$ , dass der Datenstrom hoher Priorität robuster gegenüber Störungen wird, gleichzeitig wird der Datenstrom niedriger Priorität anfälliger für Störungen.

In **Tab. 2-1** sind die wichtigsten Systemparameter zusammengefasst.

Die nutzbare Datenrate  $R_U$  berechnet sich als Funktion der Coderaten  $R_{in}$ ,  $R_{out}$ , der Anzahl der nutzbaren Unterträger  $K_U$ , der Symboldauer  $T = T_s + T_g$  sowie der Anzahl  $b$  von Bits pro Modulationssymbol zu

$$R_U = K_U \cdot b \cdot R_{in} \cdot R_{out} / T. \quad (2.18)$$

Mit den Parametern nach **Tab. 2-1** lassen sich 60 verschiedene Datenraten zwischen 4,98 Mbit/s für QPSK,  $R_{in} = 1/2$  und Guardintervall 1/4 und 31,67 Mbit/s für 64-QAM,  $R_{in} = 7/8$  und Guardintervall 1/32 einstellen. Bezogen auf die Bandbreite von 7,61 MHz ergeben sich für die Bandbreiteneffizienz Werte zwischen  $\eta_B = 0,65 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$  und  $\eta_B = 4,2 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ .

Um Vergleiche zur Leistungsfähigkeit von DVB-T für verschiedene Parametersätze durchführen zu können, wurde der "Quasi Error Free (QEF)"-Punkt für eine Bitfehlerrate von  $2 \cdot 10^{-4}$  nach Viterbi-Decodierung des inneren Faltungscodes festgelegt. Dies entspricht unter der Voraussetzung von idealem äußerem Interleaving einer Bitfehlerrate von  $10^{-11}$  nach RS-Decodierung [Rei97]. Bei einer minimalen Nutzdatenrate von 4,98 Mbit/s entspricht dies einer mittleren Zeit von ca. 5,5 h zwischen dem Auftreten zweier Fehlerereignisse am Ausgang des RS-Decoders. Selbst bei einer maximalen Nutzdatenrate von 31,67 Mbit/s tritt für diese Bitfehlerrate ein Fehlerereignis im Mittel nur alle 53 min auf. Simulationsergebnisse zum erforderlichen Signal-Rauschabstand  $SNR$  für verschiedene Kanäle werden in [ETS00] unter idealisierten Annahmen, wie z.B. perfekte Kanalschätzung, angegeben. Für das robusteste Übertragungsverfahren, nämlich QPSK mit  $R_{in} = 1/2$ , ergibt sich hiernach für den AWGN

(“Additive White Gaussian Noise”)-Kanal ein erforderlicher Signal-Rauschabstand von  $SNR = 3,1$  dB; für 64-QAM bei  $R_{in} = 7/8$  werden 20,1 dB als erforderlicher Signal-Rauschabstand im AWGN-Kanal angegeben [ETS00].

Insgesamt ergeben sich vielfältige Möglichkeiten zur Einstellung der Übertragungsparameter im DVB-T-Standard. Die Aufgabe des Netzbetreibers besteht nun darin, für ein gegebenes Versorgungsziel bzw. eine gegebene Netztopologie einen geeigneten Parametersatz einzustellen.

### 2.2.2 Rahmenstruktur und Pilotsymbole

Zur korrekten Demodulation im Empfänger müssen umfangreiche Synchronisations- und Signalisierungsdaten den Nutzdaten zugesetzt werden. Um die für diese Zusatzdaten erforderliche Datenrate gering zu halten, ist es sinnvoll, mehrere OFDM-Symbole in einem Übertragungsrahmen zusammenzufassen und die Zusatzdaten einmalig für alle in dem Rahmen enthaltenen Symbole zu übertragen. Deshalb werden bei DVB-T 68 OFDM-Symbole zu einem Übertragungsrahmen (“Frame”) zusammengefasst. Darüber hinaus bilden 4 dieser Übertragungsrahmen einen Überrahmen (“Super Frame”). Mit 68 OFDM-Symbolen in einem Übertragungsrahmen wird die Anzahl der darin enthaltenen MPEG-2-Pakete für den 8k-FFT-Mode ganzzahlig unabhängig von der eingestellten Modulation der Unterträger bzw. der inneren Coderate. Für den 2k-FFT-Mode ergibt sich äquivalent eine ganzzahlige Anzahl von MPEG-2-Paketen pro Überrahmen, ebenfalls unabhängig von der gewählten Modulation der Unterträger bzw. der inneren Coderate. Das Sendesignal im Übertragungsband kann durch den Ausdruck

$$s(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=0}^{K-1} S_{m,l,k} \cdot \Psi_{m,l,k}(t) \right\} \quad (2.19)$$

mit

$$\Psi_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k'}{T_S}(t-T_G-l\cdot T-68\cdot m\cdot T)} & : (l+68\cdot m)\cdot T \leq t \leq (l+68\cdot m+1)\cdot T \\ 0 & : \text{sonst} \end{cases}$$

beschrieben werden. Hierin bezeichnet  $S_{m,l,k}$  das komplexe Modulationssymbol im  $m$ -ten Übertragungsrahmen des  $l$ -ten OFDM-Symbols, das den  $k$ -ten Unterträger moduliert. Der Index  $k' = k - (K-1)/2$  ist der Unterträgerindex relativ zur Trägerfrequenz  $f_c$ .

In **Bild 2-4** ist der Übertragungsrahmen in der Zeit-/Frequenzebene dargestellt. Die Abzisse entspricht der Frequenzachse, entlang der Ordinate ist die zeitliche Abfolge der Symbole aufgetragen. Neben den Unterträgern, die mit der Nutzinformation moduliert werden, erkennt man weitere drei Arten von Trägern, die für die Synchronisation oder für die Übertragung von Zusatzinformation vorgesehen sind.

Die “Ständigen Pilote” treten in jedem Symbol immer an den gleichen Unterträgerpositionen auf. Im 2k-FFT-Mode gibt es “Ständige Pilote” (“Continual Pilots”) an 45, im 8k-FFT-Mode an 177 Unterträgerpositionen. Ihre Verteilung entlang der Frequenzachse ist so gewählt, dass innerhalb der Kanalbandbreite von 7,61 MHz keine Periodizitäten auftreten. Damit können die “Ständigen Pilote” zur Grobeinstellung

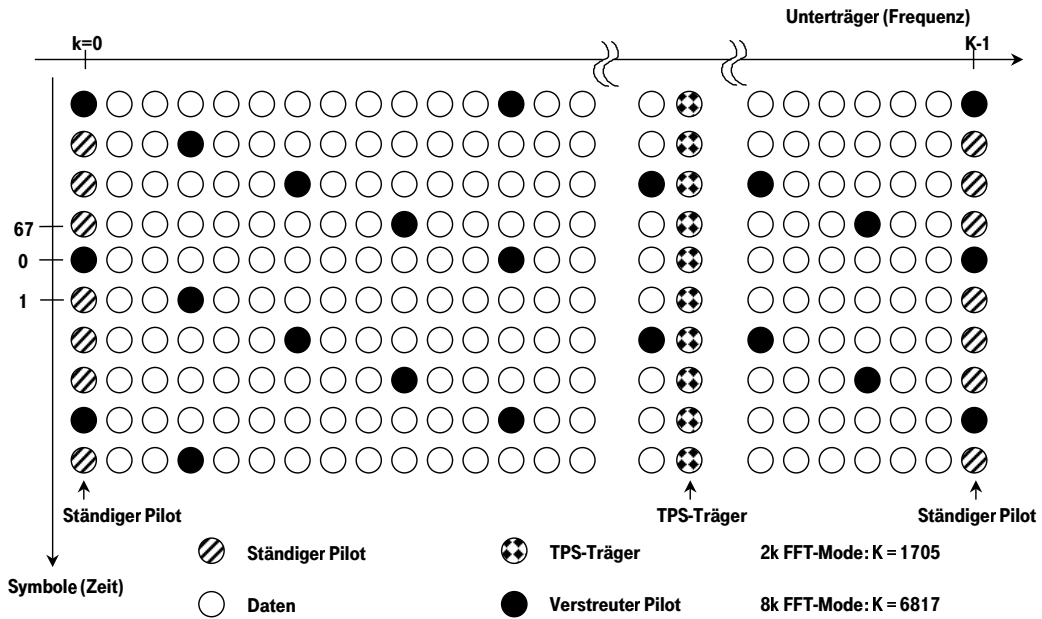


Bild 2-4: Struktur in Zeit und Frequenz des DVB-T-Übertragungsrahmens.

der Frequenz des lokalen Oszillators im Empfänger eingesetzt werden.

Die "Verstreuten Pilote" ("Scattered Pilots") werden in Abhängigkeit vom aktuellen Symbolindex  $l$  auf jeden 12-ten Unterträger positioniert. "Verstreute Pilote" befinden sich an den Unterträgerpositionen  $k$  für die

$$k = 3 \cdot (l \bmod 4) + 12 \cdot i, \quad (2.20)$$

wobei  $i \in \mathbb{N}_0$  und  $k \in [0, K - 1]$ . Ziel des "Verstreuens" ist es, zum einen in jedem Symbol für die Feinabstimmung des Empfängers eine große Zahl von Piloten zur Verfügung stellen zu können. Zum anderen können die "Verstreuten Piloten" zur zeitlichen Synchronisation beitragen. Zum dritten soll der Empfänger eine möglichst kontinuierliche Analyse der Zeit-/Frequenzfläche durchführen können, die zur Schätzung der momentanen Eigenschaften des Übertragungskanals, d.h. zur Bestimmung von Betrag und Phase der Kanalübertragungsfunktion an allen Stellen  $(l, k)$ , eingesetzt werden kann.

Die Unterträger der "Ständigen" und "Verstreuten Pilote" werden gemäß einer Pseudozufallsfolge  $w_k$ , die ebenfalls im Empfänger bekannt ist, individuell moduliert. In [ETS00] wird die Pseudozufallsfolge als Maximalfolge vorgegeben. Besonders günstig für die im Empfänger notwendigen Synchronisationsschritte sind die ideal impulsförmigen Autokorrelationseigenschaften von Maximalfolgen, die auch  $m$ -Sequenzen genannt werden. Die Erzeugung einer Maximalfolge erfolgt üblicherweise mittels rückgekoppeltem Schieberegister. Die Stufen des Schieberegisters, die nach einer Modulo-2-Addition auf den Eingang des Schieberegisters zurückgekoppelt



werden, werden mit einem Polynom beschrieben, das für DVB-T

$$g(x) = x^{11} + x^2 + 1 \quad (2.21)$$

lautet. Das Schieberegister besteht aus  $L_S = 11$  Speicherstellen; die zugehörige Maximalfolge hat demnach [Lük92] eine Länge  $l_S = 2^{L_S} - 1 = 2047$ . Alle Folgen starten mit der Initialisierungsbedingung, dass alle Speicherstellen des Schieberegisters ein "1"-Bit enthalten und dass das erste Bit am Ausgang des Schieberegisters mit dem ersten Unterträger innerhalb eines OFDM-Symbols zusammenfällt. Das Weiterschieben innerhalb des Registers erfolgt dann so, dass zu jedem Unterträger, unabhängig davon, ob er Pilot ist oder nicht, ein Schiebeschritt gehört. Der Schiebetakt weist eine Dauer von  $T_b = 7/64 \mu\text{s}$  für ein DVB-T-Signal im 8 MHz Frequenzraster auf. Für die Frequenzpositionen der "Ständigen" und "Verstreuten" Piloten wird entsprechend dem zugehörigen Ausgangsbit  $w_k$  des Schieberegisters ein Modulationssymbol für diesen Unterträger zugewiesen:

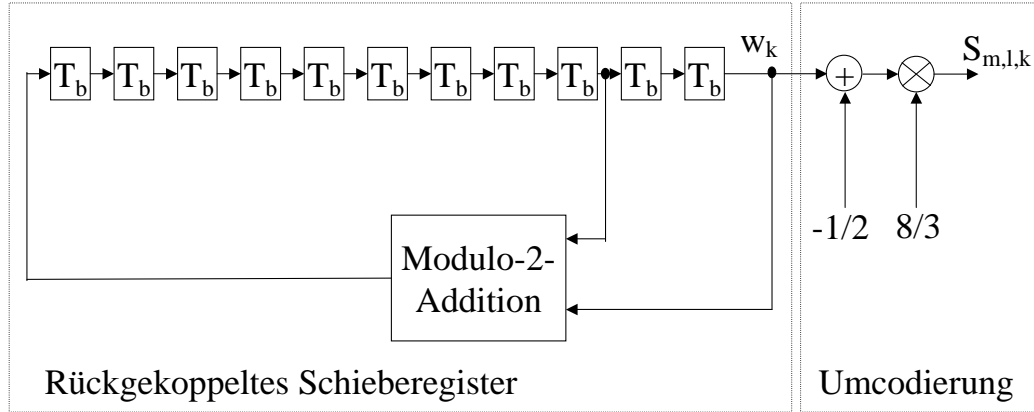
$$\begin{aligned} \text{Re}\{S_{m,l,k}\} &= \frac{4}{3} \cdot 2(0.5 - w_k) \\ \text{Im}\{S_{m,l,k}\} &= 0. \end{aligned} \quad (2.22)$$

Im Vergleich zu den die Nutzinformation beinhaltenden Trägern werden diese Piloten also mit einer um den Faktor  $4/3$  erhöhten Amplitude aus Gründen der Robustheit gegen Übertragungsfehler übertragen und deshalb auch "angehobene Piloten" ("Boosted Pilots") genannt.

Die Erzeugung der Maximalfolge sowie die Abbildung auf Modulationssymbole  $S_{m,l,k}$  ist in **Bild 2-5** dargestellt.

Die "TPS-Unterträger" ("Transmission Parameter Signalling Pilots") gestatten die Übertragung von Zusatzinformationen, mit denen die zeitliche Synchronisation, d.h. die Erkennung des Beginns eines Übertragungsrahmens, gewährleistet wird. Außerdem übermitteln sie Information über die verwendeten Übertragungsparameter. Die TPS-Unterträger befinden sich in jedem OFDM-Symbol an den gleichen Positionen, d.h. Frequenzen. Für den 2k-FFT-Mode sind 17, für den 8k-FFT-Mode 68 Unterträger als TPS-Unterträger vorgesehen. Jeder TPS-Unterträger in ein und dem selben OFDM-Symbol enthält die gleiche Information. Pro OFDM-Symbol wird 1 Bit des 68 Bit langen TPS-Datenwortes übertragen. Somit wird pro OFDM-Rahmen ein vollständiges TPS-Datenwort übertragen. Die 68 Bit des TPS-Datenwortes teilen sich dabei wie folgt auf:

- Bitstelle  $s_0$ : 1 Initialisierungsbit zur Initialisierung der differentiellen 2-PSK-Modulation der TPS-Unterträger,
- Bitstelle  $s_1 - s_{16}$ : 16 feste Synchronisationsbits,
- Bitstelle  $s_{17} - s_{53}$ : 37 Informationsbits die Angaben zur Rahmennummer, Art der Unterträgermodulation, der hierarchischen Modulation, der inneren Coderate sowie zum FFT-Mode enthalten,
- Bitstelle  $s_{54} - s_{67}$ : 14 Redundanzbits zum Fehlerschutz der 53 Synchronisations- und Informationsbits mittels verkürztem BCH(67,53,t=2) Code, der durch Verkürzung des systematischen BCH(127,113,t=2) Codes gewonnen wird.



**Bild 2-5:** Erzeugung der Modulationssymbole für "Ständige" und "Verstreute" Pilote.

Das Initialisierungsbit  $s_0$  ergibt sich als entsprechender Wert der Maximalfolge, die bereits zur Erzeugung der "Verstreuten" und "Ständigen" Pilote benutzt wurde, d.h. das Modulationssymbol der TPS-Unterträger im ersten OFDM-Symbol eines Übertragungsrahmens wird von der Maximalfolge  $w_k$  gemäß

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}\{S_{m,l,k}\} &= 2(0.5 - s_0) = 2(0.5 - w_k) \\ \operatorname{Im}\{S_{m,l,k}\} &= 0 \end{aligned} \quad (2.23)$$

abgeleitet. Zur differentiellen Modulation des  $k$ -ten Unterträgers des  $l$ -ten Symbols ( $l > 0$ ) im  $m$ -ten Rahmen wird folgende Regel angewandt:

- wenn  $s_l = 0$ , dann  $\operatorname{Re}\{S_{m,l,k}\} = \operatorname{Re}\{S_{m,l-1,k}\}$ ;  $\operatorname{Im}\{S_{m,l,k}\} = 0$ ;
- wenn  $s_l = 1$ , dann  $\operatorname{Re}\{S_{m,l,k}\} = -\operatorname{Re}\{S_{m,l-1,k}\}$ ;  $\operatorname{Im}\{S_{m,l,k}\} = 0$ .

Die Leistung der TPS-Unterträger entspricht der Leistung der mit Nutzdaten modulierten Unterträger. Mehrfachübertragung der gleichen TPS-Information innerhalb eines OFDM-Symbols sowie die Fehlerschutzcodierung machen ein Anheben der Leistung zur sicheren Übertragung überflüssig.

### 3 Stochastische Funkkanalmodellierung

Die Nachrichtenübertragung zwischen Feststationen und landgebundenen Mobilstationen ist in großem Maße abhängig von den Eigenschaften des Funkkanals. Genaue Informationen über den zugrundeliegenden Funkkanal sind dabei von zweifacher Bedeutung. Zum einen dienen sie der Analyse und Optimierung von Funkübertragungssystemen. Zum zweiten ist eine ökonomische Planung terrestrischer Sendernetze nur durch den Einsatz rechnergestützter Planungswerkzeuge möglich, bei denen Aussagen zur Versorgung auf der Grundlage von Prognosen zur Wellenausbreitung getroffen werden. Zunächst werden in diesem Kapitel auf Basis einer systemtheoretischen Beschreibung grundlegende Begriffe und Zusammenhänge für den zeitvarianten Mobilfunkkanal eingeführt. Anschließend wird das Prinzip eines Messsystems erläutert, das für alle in dieser Arbeit betrachteten Kanalimpulsantwortmessungen eingesetzt wurde. In einem weiteren Unterkapitel wird das WSSUS ("Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering")-Modell zur Modellierung des schnellen Schwundes ("Fast Fading") sowie dessen Parametrisierung aus Messungen betrachtet. Dieses Modell wird auch in den späteren Kapiteln für die analytische Berechnung der uncodierten und codierten Bitfehlerhäufigkeit vorausgesetzt. Als Erweiterung des WSSUS-Modells für Sender und Empfänger mit je einer Antenne wird ein neuartiges Kanalmodell mit sende- und empfangsseitigen Mehrelementantennen vorgeschlagen, das erstmals in [Gas01] beschrieben wurde und anhand von Messungen parametrisiert. Ebenfalls aus Messungen werden Aussagen zu den Richtungseigenschaften des Funkkanals am Ort eines mobilen Empfängers getroffen. Hierzu wurden im Rahmen der vorliegenden Arbeit neuartige, hochauflösende Schätzverfahren für zirkulare Antennenarrays entwickelt und angewandt. Auch bei der Versorgungsplanung werden stochastische Funkkanalmodelle, deren Parameter aus realistischen Messungen abgeleitet werden, erfolgreich eingesetzt. Im letzten Teil des vorliegenden Kapitels wird ein verbessertes Modell zur Überlagerung verschiedener Leistungsanteile vorgeschlagen. Dieses Modell berücksichtigt die messtechnisch ermittelte Korrelation zwischen Leistungsanteilen verschiedener Sender als Funktion der azimuthalen Winkeldifferenz zwischen den jeweils gedachten Linien einer Sichtverbindung.

Da sich durch Reflexion, Brechung, Beugung und diffuse Streuung die Ausbreitungsrichtungen der Wellen ändern, gelangen diese nicht nur auf dem direkten Weg, sondern auch über eine Vielzahl von Umwegen vom Sender zum Empfänger. Dort überlagern sich die Teilwellen, die im allgemeinen aus unterschiedlichen Richtungen eintreffen, zum wirksamen Empfangsfeld. Man spricht von Mehrwegeausbreitung. Schon für kleine Ortsänderungen der Empfangsstation in der Größenordnung der Wellenlänge  $\lambda_c$ , z.B. bei der Bewegung entlang einer Straße, ergeben sich große Unterschiede in der am Empfangsort wirksamen Feldstärke aufgrund konstruktiver bzw. destruktiver Interferenz der Teilwellen. Eine feldtheoretisch exakte Berechnung des Übertragungsverhaltens von Mobilfunkkanälen ist meist nur für primitive, nicht reale Ausbreitungssituationen möglich, da detaillierte Kenntnisse über Strukturen und elektromagnetische Eigenschaften der auf die Ausbreitung einflussnehmenden Grenzsichten fehlen. Selbst wenn die erforderlichen Materialeigenschaften und Geometrien der Grenzsichten für reale Ausbreitungssituationen vorlägen, so wäre eine numerische feldtheoretische Berechnung aus Gründen der Datenhaltung und des Rechenzeitbe-

darfs nicht praktikabel. Darüber hinaus müsste das feldtheoretische Problem für sehr viele Ausbreitungssituationen gelöst werden, um für die vielfältigen realen Ausbreitungssituationen Aussagen treffen zu können. Aus diesen Gründen bietet sich eine stochastische Beschreibung des Mobilfunkkanals an. Darüber hinaus bewirkt die Bewegung eines mobilen Empfängers sowie die Bewegung von Streuobjekten, die die Wellenausbreitung zwischen Sender und Empfänger beeinflussen, ein ausgeprägt zeitvariantes Kanalverhalten [Jak74], [Par92], [Lee82].

Bezüglich des Betrags der Empfangsfeldstärke unterscheidet man zwischen schnellem Schwund ("Fast Fading"), der durch lokale Mehrwegeausbreitung bestimmt wird, und langsamem Schwund ("Slow Fading"), der sich auf die Änderung des mittleren Empfangspegels bezieht und durch wechselnde Gelände- und Bebauungsstrukturen entlang längerer Strecken (ab ca. 30 m...100 m) hervorgerufen wird. Wird mit  $a(t) = r(t) \cdot e^{j\psi(t)}$  das Empfangssignal, wobei  $r(t)$  die Einhüllende und  $\psi(t)$  den Phasenwinkel darstellt, mit  $s(t)$  das Sendesignal und mit  $h(t)$  die Kanalimpulsantwort des Funkkanals bezeichnet, so besteht der Zusammenhang:

$$a(t) = s(t) \star h(t), \quad (3.1)$$

wobei  $\star$  die Faltungsoperation bezeichnet. Die Einhüllende des Empfangssignals  $r(t)$  lässt sich dann auch als Produkt einer Funktion  $m(t)$ , die den langsamen Schwund bezeichnet und einer Funktion  $r_0(t)$ , die den schnellen Schwund beschreibt, darstellen [Lee82], [Sk195]

$$r(t) = m(t) \cdot r_0(t). \quad (3.2)$$

Die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des langsamen Schwundes  $m(t)$  entspricht sehr gut einer Log-Normal-Verteilung, was durch verschiedene Messungen belegt wurde [Jak74], [Lee82]. Werden die Werte der Zeitfunktion  $m(t)$  als Werte des Ortes, z.B. entlang einer Messstrecke, betrachtet, so spricht man auch von lokalem Mittelwert [Lee82], [Par92]. Für die Standardabweichung des langsamen Schwundes werden Werte im Bereich 4 bis 12 dB angegeben [Par92]. Im Falle einer reinen Streuausbreitung zwischen Sender und Empfänger folgt die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des schnellen Schwundes einer Rayleigh-Wahrscheinlichkeitsdichte

$$p_r(r) = \frac{r}{\sigma_R^2} \cdot e^{-\frac{r^2}{2\sigma_R^2}}, \quad (3.3)$$

worin  $2\sigma_R^2$  der Leistung des Rayleigh-Prozesses entspricht. Tritt zu den diffus gestreuten Komponenten noch eine direkte oder einfach reflektierte Komponente mit der Amplitude  $r_s$  so spricht man von einer Rice-Verteilung und es gilt für die Verbund-Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion von Einhüllender und Phase [Par92]

$$p_{r,\psi}(r, \psi) = \frac{r}{2\pi\sigma_R^2} \cdot e^{-\frac{r^2 + r_s^2 - 2rr_s \cos \psi}{2\sigma_R^2}} \quad (3.4)$$

und nach Integration über  $\psi$  ergibt sich für die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Einhüllenden

$$p_r(r) = \frac{r}{\sigma_R^2} \cdot e^{-\frac{r^2 + r_s^2}{2\sigma_R^2}} \cdot I_0\left(\frac{rr_s}{\sigma_R^2}\right), \quad (3.5)$$

mit  $I_0(\cdot)$  als modifizierter Bessel-Funktion erster Art und nullter Ordnung. Häufig wird die Rice-Verteilung mittels des Rice-Faktors

$$K_{Rice} = \frac{r_s^2}{2\sigma_R^2}, \quad (3.6)$$

beschrieben, der das Leistungsverhältnis des deterministischen zu den stochastischen Signalanteilen darstellt.

Die Bewegung der Mobilstation führt nicht nur zu Variationen der Einhüllenden des Empfangssignals, sondern bewirkt auch eine individuelle Frequenzverschiebung der sich am Empfangsort überlagernden Teilwellen des Empfangssignals durch den Doppler-Effekt. Mit der Lichtgeschwindigkeit  $c$ , der Geschwindigkeit  $v$  des Empfängers und dem Winkel  $\alpha_e$  zwischen der Ausbreitungsrichtung der betrachteten Teilwelle und der Bewegungsrichtung gilt für die Dopplerverschiebung

$$f_d = \frac{v}{\lambda_c} \cdot \cos \alpha_e = f_{d_{max}} \cdot \cos \alpha_e \quad (3.7)$$

Maximalwerte von  $\pm f_{d_{max}}$  treten auf, wenn die (Teil-)Welle direkt von vorne ( $\alpha_e = 0$ ) oder von hinten ( $\alpha_e = \pi$ ) auftrifft [Jak74], [Par92].

### 3.1 Systemtheoretische Beschreibung mit zeitvarianten Impulsantworten

Im folgenden wird vorausgesetzt, dass zur Nachrichtenübertragung ein trägerfrequentes Bandpasssignal  $x(t)$  verwendet wird. Sein Spektrum  $X(f)$  ist dadurch gekennzeichnet, dass  $X(f) = 0$  für  $|f| < f_c - f_g$  und  $|f| > f_c + f_g$  mit  $f_c > f_g$ . Die Bandbreite von  $x(t)$  ist dabei  $B = 2f_g > 0$ . Jedes beliebige Bandpasssignal  $x(t)$  lässt sich in der Form

$$x(t) = \operatorname{Re}\{x_T(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (3.8)$$

schreiben [Lük85]. Hierin wird  $x_T(t)$  als komplexe Hüllkurve oder äquivalentes Tiefpasssignal bezeichnet. Die Aufspaltung der komplexen Hüllkurve in Real- und Imaginärteil liefert

$$x_T(t) = x_{T_{in}}(t) + j \cdot x_{T_{qu}}(t) \quad (3.9)$$

mit  $x_{T_{in}}(t)$  als Inphase- und  $x_{T_{qu}}(t)$  als Quadraturkomponente. Durch den Übergang auf ein komplexes Signal in der äquivalenten Basisbandbeschreibung eines reellen Bandpasssignals erreicht man eine von der Trägerfrequenz  $f_c$  unabhängige Beschreibung. Theoretische Untersuchungen sowie insbesondere Rechnersimulationen lassen sich - da eine erheblich weniger feine Zeitdiskretisierung zur Einhaltung des Abtasttheorems notwendig wird - somit erheblich vereinfachen. Die hier für das Sendesignal  $x(t)$  angegebene Beschreibung als äquivalentes Basisbandsignal  $x_T(t)$  gilt in gleicher Weise aufgrund der Linearität des Mobilfunkkanals für die anschließend eingeführte Kanalimpulsantwort ebenso wie für das Empfangssignal, das am Ausgang des Mobilfunkkanals anliegt. Falls im folgenden nicht anderes angegeben ist, wird deshalb die äquivalente Basisbandbeschreibung verwendet und der Index  $T$  in den entsprechenden Funktionen weggelassen.

Der Mobilfunkkanal kann als kausales, lineares, stabiles und zeitvariantes System

betrachtet werden. Das System "Mobilfunkkanal" wird durch die zeitvariante Impulsantwort  $\tilde{h}(t, \theta)$ , die als Antwort des Systems zum Zeitpunkt  $t$  auf einen Dirac-Impuls zum Zeitpunkt  $\theta$ , d.h. auf  $\delta(t - \theta)$ , definiert ist, vollständig beschrieben [Bel63]. Die Systemreaktion  $y(t)$  auf ein beliebiges Eingangssignal  $x(t)$  zum Zeitpunkt  $t$  ergibt sich daraus zu

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\theta) \tilde{h}(t, \theta) d\theta. \quad (3.10)$$

Eine vereinfachte Darstellung der Auswirkungen des Kanals auf das Eingangssignal wird durch die Einführung der Funktion  $h(t, \tau) = \tilde{h}(t, t - \tau)$ , die nach [Bel63] als "Input Delay Spread Function" bezeichnet wird, ermöglicht. Diese Funktion beschreibt die Reaktion des Kanals zum Zeitpunkt  $t$  auf einen Dirac-Impuls, mit dem er um die Zeit  $\tau$  früher angeregt wurde. Aufgrund der Kausalität des realen Mobilfunkkanals gilt  $h(t, \tau) = 0$  für  $\tau < 0$ , d.h. es erfolgt keine Reaktion am Kanalausgang für eine zukünftige Erregung am Eingang. Im folgenden wird die Funktion  $h(t, \tau)$  als Impulsantwort bezeichnet, da diese für die weitere Kanalbeschreibung ausreicht. Zur Unterscheidung der beiden Zeitvariablen wird  $t$  als Beobachtungszeit und  $\tau$  als Verzögerungszeit bezeichnet. Damit folgt für das Faltungsintegral zur Berechnung der Kanalantwort auf ein beliebiges Eingangssignal

$$y(t) = \int_0^{\infty} x(t - \tau) h(t, \tau) d\tau. \quad (3.11)$$

Die zu  $h(t, \tau)$  duale Systemfunktion  $T(f, f_d)$  gibt den Zusammenhang zwischen dem Spektrum am Eingang und dem Spektrum am Ausgang des Kanals wieder:

$$Y(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f - f_d) \cdot T(f, f_d) \cdot df_d. \quad (3.12)$$

In dieser zur Zeitbereichsdarstellung dualen Beschreibung im Frequenzbereich ergibt sich  $Y(f)$  als Superposition von Doppler-verschobenen, gefilterten Wiederholungen des Eingangsspektrums  $X(f)$ . Während  $h(t, \tau)$  einen besseren Einblick in die Beiträge der unterschiedlich langen Ausbreitungspfade und damit der einzelnen Mehrwegekomponenten zulässt, ermöglicht  $T(f, f_d)$  ein besseres Verständnis der Zeitvarianz des Kanals, da die Variable  $f_d$  die Dopplerverschiebung repräsentiert. In [Bel63] wird  $T(f, f_d)$  als "Output Doppler Spread Function" bezeichnet.

Mit der zeitvarianten Übertragungsfunktion

$$H(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) \cdot e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (3.13)$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} T(f, f_d) \cdot e^{j2\pi f_d t} df_d \quad (3.14)$$

ergibt sich das Signal am Ausgang des Kanals zu

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) \cdot H(t, f) \cdot e^{j2\pi f t} df. \quad (3.15)$$

Während  $h(t, \tau)$  die Zeitdispersion und  $T(f, f_d)$  die Frequenzdispersion des Funkkanals beschreibt, ergibt sich mit der sogenannten Verzögerungs-Doppler-Funktion  $S(f_d, \tau)$  eine Beschreibung dieser beiden Dispersionseffekte in einer Systemfunktion.

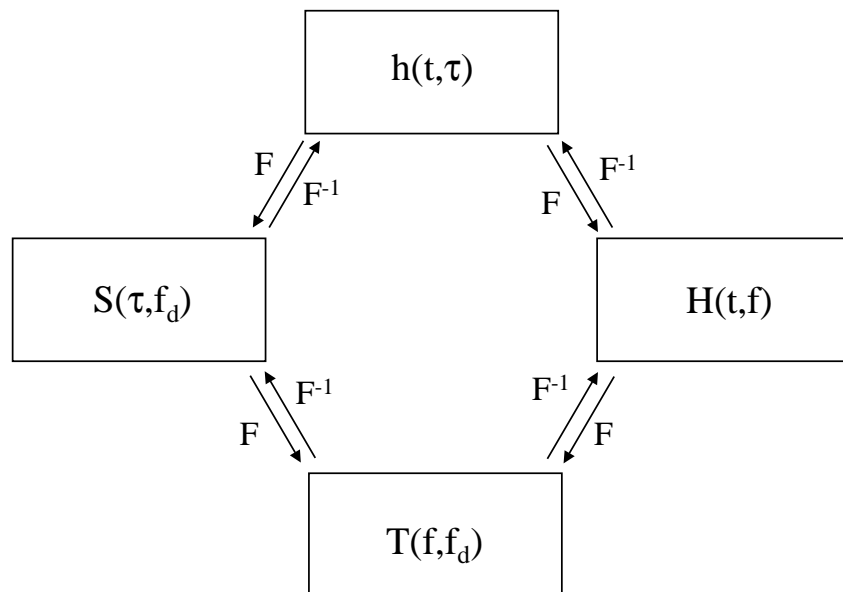
Die zeitvariante Impulsantwort  $h(t, \tau)$  ergibt sich als inverse Fouriertransformation von  $S(f_d, \tau)$  bezüglich der Dopplerfrequenz  $f_d$ :

$$h(t, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f_d, \tau) \cdot e^{j2\pi f_d t} df_d. \quad (3.16)$$

Das Signal am Ausgang des Kanals lässt sich mit der soeben eingeführten Verzögerungs-Doppler-Funktion zu

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - \tau) \cdot S(f_d, \tau) \cdot e^{j2\pi f_d t} df_d d\tau \quad (3.17)$$

berechnen. Dies bedeutet, dass Signalanteile im Bereich der Verzögerungszeiten  $(\tau, \tau + d\tau)$  und Dopplerverschiebungen  $(f_d, f_d + df_d)$  mit einem differentiellen Gewichtungsfaktor  $S(f_d, \tau)$  beaufschlagt werden und zum Kanalausgangssignal addiert werden. In **Bild 3-1** ist zur Übersicht der Zusammenhang der Systemfunktionen veranschaulicht. Die Systemfunktionen können durch Fouriertransformation bzw. inverse Fouriertransformation ineinander überführt werden [Bel63], [Par92]. Die bisher



**Bild 3-1:** Zusammenhang zwischen den Systemfunktionen beim Mobilfunkkanal.

eingeführten Systemfunktionen gehen von einer deterministischen Kanalbeschreibung aus. In der Realität fehlen jedoch Angaben über Amplituden, Phasen und Laufzeiten der Teilwellen, die nach Überlagerung am Empfangsort das Kanalausgangssignal bestimmen. Die resultierenden Systemfunktionen können bzw. müssen somit als stochastische Prozesse aufgefasst werden. Eine exakte statistische Beschreibung würde die Kenntnis der mehrdimensionalen Verbundwahrscheinlichkeitsdichten der Systemfunktionen voraussetzen [Bel63]. Dies ist nicht praktikabel. Deshalb beschränkt man

sich auf die Beschreibung der Statistik durch Korrelationsfunktionen. Da der Prozess durch Überlagerung zahlreicher zufälliger Komponenten gebildet wird, kann er nach dem zentralen Grenzwertsatz als Gauß-Prozess betrachtet werden [Pap65]. Die Bestimmung von Erwartungswerten und Korrelationsfunktionen ist daher für die Beschreibung ausreichend. Im folgenden wird von einem mittelwertfreien Prozess ausgegangen [Bel63], [Par92]. Dies entspricht einem physikalischen Ausbreitungsszenario mit reiner Streuenausbreitung, d.h. beispielsweise ohne direkte Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger. Die Autokorrelationsfunktionen der vier zuvor eingeführten Systemfunktionen sind gegeben zu

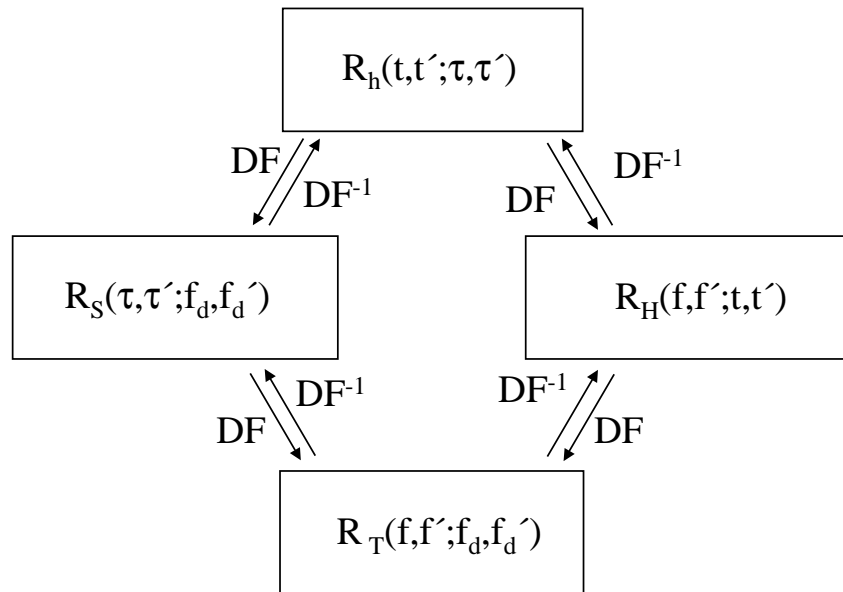
$$R_h(t, t'; \tau, \tau') = E\{h^*(t, \tau)h(t', \tau')\} \quad (3.18)$$

$$R_T(f, f'; f_d, f'_d) = E\{T^*(f, f_d)T(f', f'_d)\} \quad (3.19)$$

$$R_H(f, f'; t, t') = E\{H^*(t, f)H(t', f')\} \quad (3.20)$$

$$R_S(f_d, f'_d; \tau, \tau') = E\{S^*(f_d, \tau)S(f'_d, \tau')\}, \quad (3.21)$$

wobei  $E\{\cdot\}$  die Bildung des Scharmittelwertes bezeichnet. Die Autokorrelationsfunktionen können durch zweidimensionale Fouriertransformation bzw. inverse Fouriertransformation ineinander überführt werden (**Bild 3-2**).



**Bild 3-2:** Zusammenhang zwischen den Korrelationsfunktionen.

### 3.2 Messung zeitvarianter, bandbegrenzter Impulsantworten

Ausbreitungsmessungen im Funkfeld sind für den Entwurf von flächendeckenden Übertragungssystemen sowohl zur Ableitung von Parametern zur Funknetzplanung, als auch als Basis für Systemsimulationen unverzichtbar. Darüber hinaus dienen sie



zur Validierung von Funknetzplanungen sowie zum Nachweis der Gültigkeit statistischer Ausbreitungsmodelle. Im folgenden wird das Konzept sowie die wichtigsten Eigenschaften eines Messsystems beschrieben, das die messtechnische Erfassung und Aufzeichnung komplexwertiger und zeitvarianter Kanalimpulsantworten erlaubt. Dieses Messsystem ist in verschiedenen Ausführungen als RUSK Channel Sounder kommerziell verfügbar [Mar94] und wird für alle Kanalimpulsantwortmessungen in dieser Arbeit eingesetzt. Die Messaufgabe besteht darin, die Ausbreitungseigenschaften durch wiederholte Messungen von Momentaufnahmen  $h(t_i, \tau)$  zu den äquidistanten Beobachtungszeitpunkten  $t_i$  zu erfassen.

Die direkte Methode zur Bestimmung einer Impulsantwort durch Anregung mittels Dirac-Impuls am Kanaleingang beinhaltet im allgemeinen mehrere Nachteile. Die Erzeugung von Impulsen genügend kurzer Dauer und mit genügend hohem Energieinhalt, um ein genügend hohes Signal-zu-Rauschverhältnis am Empfänger zu gewährleisten, ist technisch schwierig. Es ist außerdem fraglich, ob im Falle der Anregung mit Impulsen extrem hoher Amplitude wirklich lineares Verhalten des Mobilfunkkanals vorausgesetzt werden kann. Beide Schwierigkeiten werden durch das Ausnutzen der Korrelationseigenschaften von Pseudo-Zufallsfolgen ("Pseudo Noise (PN)"-Sequenzen) als Testsignale umgangen. Solche PN-Sequenzen, die auch als  $m$ -Sequenzen bezeichnet werden, können durch binäre Umcodierung ( $1 \rightarrow -1, 0 \rightarrow 1$ ) aus Ausgangsfolgen von rückgekoppelten Schieberegistern mit  $L_S$  Zustandsspeichern gewonnen werden. Die Rückkoppelung ist dabei so zu wählen, dass Ausgangsfolgen maximal möglicher Periode  $l_S = 2^{L_S} - 1$  entstehen. Die Kreuzkorrelierte  $\varphi_0(k)$  zwischen der unendlich langen,  $l_S$ -periodischen  $m$ -Sequenz  $pn(k \bmod l_S)$  und einer Periode  $pn(k)$  kann auch als Ergebnis der Faltung von  $pn(k \bmod l_S)$  mit einer zeitlich invertierten Periode  $pn(-k)$  interpretiert werden.  $\varphi_0(k)$  besteht aus  $l_S$ -periodisch auftretenden Impulsen der Höhe  $l_S + 1$ , denen additiv eine konstante Ablage der Höhe  $-1$  überlagert ist. Diese Ablage erweist sich bei der späteren Anwendung als störend und wird deshalb durch Addition einer geeigneten Folge  $b(-k)$  zur Korrelatorfolge  $pn(-k)$  beseitigt. Die Auswirkung einer zusätzlichen Verschiebung der verwendeten  $m$ -Sequenz  $pn(k \bmod l_S)$  um eine frei wählbare Konstante  $A_S$  wird bei geeigneter Wahl von  $b(k)$  gemäß

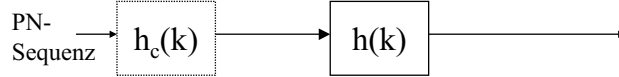
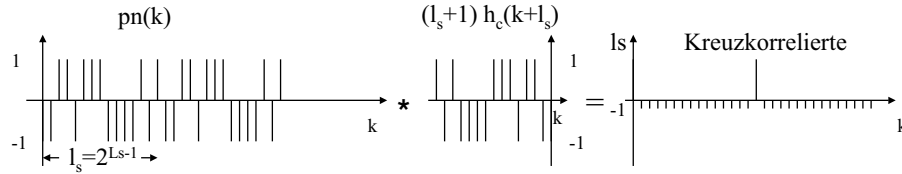
$$b(k) = \begin{cases} (1 + A)/(A_S \cdot l_S - 1) & \text{für } 0 \leq k < l_S, \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.22)$$

ebenfalls kompensiert. Die modifizierte Kreuzkorrelierte  $\varphi(k)$  ist

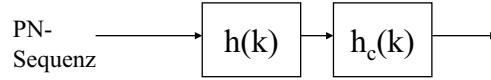
$$\begin{aligned} \varphi(k) &= \overbrace{(pn(k \bmod l_S) + A_S)}^{pn(k)} \star \overbrace{(pn(-k) + b(-k))}^{(l_S+1) \cdot h_c(k+l_S)} = pn'(k) \star (l_S + 1) \cdot h_c(k) \\ &= \begin{cases} l_S + 1 & \text{für } k = iL_S, i \in \mathbf{Z} \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \end{aligned} \quad (3.23)$$

worin  $h_c(k)$  die Korrelatorimpulsantwort beschreibt. Die Form der Kreuzkorrelationsfunktion  $\varphi(k)$  führt zur Anwendung von PN-Sequenzen als Testsignale zur Messung von Kanalimpulsantworten entsprechend **Bild 3-3**, wobei für den als linear angenommenen Funkkanal das Korrelationsfilter in den Empfänger verlegt wird.

Im Prinzip nutzt die beschriebene Korrelationsmethode damit die Approximation einer periodischen Erregung des Kanals am Eingang durch aufeinanderfolgende PN-



Für den linearen Funkkanal: Verschieben des Korrelators  $h_c(k)$  in den Empfänger



**Bild 3-3:** Impulsantwortmessung mit periodischer PN-Sequenz und Korrelationsfilter im Empfänger.

Sequenzen. Für kausale Impulsantworten  $h(k)$  mit  $h(k) \approx 0$  für  $k \geq l_s$  erhält man das Messergebnis am Ausgang des Korrelators

$$y(k) = (l_s + 1)h(k \bmod l_s). \quad (3.24)$$

Das Messergebnis am Korrelatorausgang entspricht also einer um den Faktor  $l_s + 1$  verstärkten Version der Impulsantwort des Messobjekts. Sowohl der Korrelator, als auch der Funkkanal sind lineare Systeme. Deshalb ist es möglich den Korrelator, der als FIR-Filter im RUSK Channel Sounder implementiert ist, auf die Ausgangsseite des Messobjektes, d.h. in den Empfänger des Channel Sounders zu verschieben, ohne das Messergebnis  $y(k)$  zu verändern.

Durch die zeitdiskrete Korrelationsmethode werden Abtastwerte  $h(t_i, k)$  von bandbegrenzten Versionen der interessierenden momentanen Kanalimpulsantworten  $h(t_i, \tau)$  gewonnen. Die Bandbreite  $2f_g$  des Messsystems wird hauptsächlich durch die Chipfrequenz  $f_T$  bestimmt, die der Taktfrequenz des zur Erzeugung der PN-Sequenz benutzten Schieberegisters entspricht. Solange die Bandbreite des zu vermessenden Kanals kleiner oder gleich der Chipfrequenz  $f_T$  ist, bedeutet die Bandbegrenzung keinen Informationsverlust und es gilt

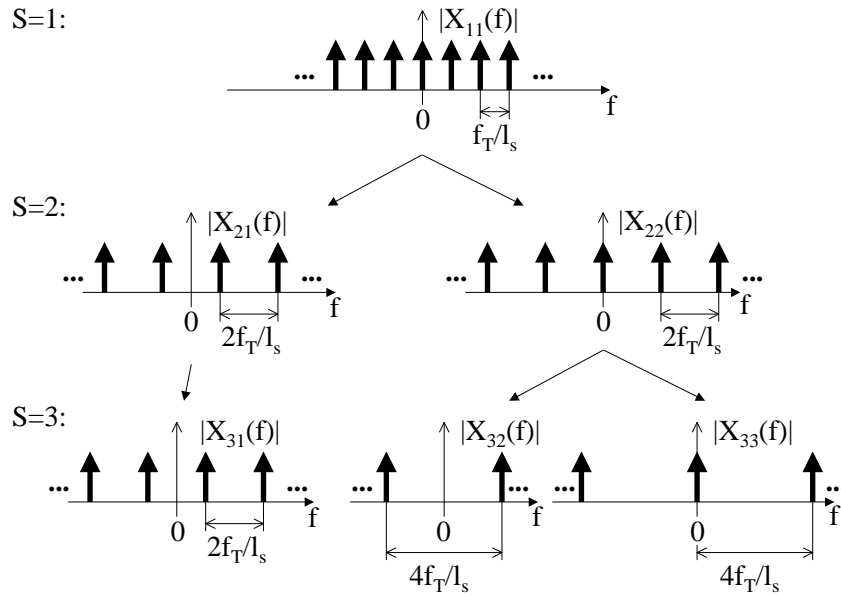
$$h(t_i, k) = h(t_i, \tau_k = k/f_T) \quad (3.25)$$

Neben der eigentlichen Korrelation übernimmt das im Messempfänger eingesetzte zyklische Filter, beschrieben im Zeitbereich durch seine Impulsantwort  $h_c(k)$  bzw. im Frequenzbereich durch  $H_c(\mu)$ , zwei weitere Aufgaben. Beim realen Messsystem verursachen sowohl die im Sende- und Empfangsteil eingesetzten Mischer und Verstärker, als auch die im Quadraturdemodulator benötigten selektiven Filter lineare Verzerrungen. Der resultierende Frequenzgang des Messsystems im äquivalenten Tiefpassbereich

weicht deshalb in Betrag und Phase von dem eines idealisierten Tiefpasses der Grenzfrequenz  $f_g$  ab. Dieser Eigenfrequenzgang ist durch eine Kalibriermessung, bei der Senderausgang und Empfängereingang durch einen Kurzschluss miteinander verbunden werden, bestimmbar. Bei der eigentlichen Messung lässt sich dieser dann bekannte Eigenfrequenzgang innerhalb der Messbandbreite mittels einer Modifikation des spektralen Multiplikationsvektors  $H_c(\mu)$  ohne zusätzlichen Realisierungsaufwand entzerren. Daneben kann dem Messgerät durch geeignete spektrale Gewichtung der  $H_c(\mu)$  ein innerhalb der Messbandbreite frei wählbarer Wunschfrequenzgang aufgeprägt werden.

Im Zusammenhang mit der Untersuchung von Gleichwellennetzen ist die synchrone Ausmessung von mehreren Funkkanälen zwischen unterschiedlichen Sendestationen und einer Empfangsstation von Interesse. Zur Bewältigung solcher Messaufgaben ist vom Channel Sounder ein besonderer Messmodus zur Verfügung zu stellen. Eine Realisierungsmöglichkeit, die im RUSK XL Channel Sounder implementiert ist, besteht darin, in diesem Messmodus eine Anzahl von  $S$  orthogonalen Testsignalen auszusenden. Im Empfänger des Channel Sounders erfolgt die Trennung der einzelnen Signalanteile durch Ausnutzen der Orthogonalität. Die Orthogonalität der  $S$  Testsignale  $pn_s(k)$  mit  $s = 1, 2, \dots, S$  erreicht man durch versetzte Unterabtastung im Spektralbereich entsprechend **Bild 3-4**.

Die in allen Messmodi zwischen Sender und Empfänger erforderliche Synchronisation



**Bild 3-4:** Spektrallinienbelegung orthogonaler Testsignale.

wird im Falle der RUSK Channel Sounder durch die Verwendung genauer Referenzoszillatoren, sogenannter Rubidiumnormale, mit einer relativen Frequenzgenauigkeit von ca.  $10^{-11}$  gewährleistet.

Für die dieser Arbeit zugrundeliegenden Messungen wurden die Channel Sounder RUSK XL und RUSK XA verwendet, für die  $l_s = 1024$  und  $T_b = 0,1 \mu s$  bei einer maximalen Messbandbreite von 6 MHz beziehungsweise 8 MHz gilt.

### 3.3 WSSUS-Kanalmodellierung

Für eine Vielzahl von Mobilfunkkanälen kann eine vereinfachte Beschreibung der Kanaleigenschaften durch die Einführung des sogenannten WSSUS-Modells ("Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering") [Bel63], [Par92] erreicht werden. Dieses basiert zum einen auf der Annahme schwacher Stationarität bzw. Stationarität im weitesten Sinne (WSS) und zum anderen auf der Annahme unkorrelierter Mehrwegeausbreitung (US). Für schwach stationäre Kanäle gilt, dass ihre Autokorrelationsfunktionen invariant gegenüber Zeitverschiebungen sind, d.h. sie hängen nur von der Zeitdifferenz  $\Delta t = t' - t$  ab. Bei US-Kanälen gilt, dass die Signalanteile von Fernfeldpfaden mit unterschiedlichen Laufzeiten unkorreliert sind. In [Bel63] wurde gezeigt, dass bei WSS- und US-Kanälen eine Zeit-Frequenz-Dualität gilt. Das bedeutet, dass im Falle von WSS Signalanteile, die eine unterschiedliche Dopplerverschiebung erfahren, unkorreliert sind und dass US-Kanäle im weitesten Sinne stationär bezüglich der Frequenzvariable sind, d.h. die Autokorrelationsfunktion ist lediglich von der Frequenzdifferenz  $\Delta f = f' - f$  abhängig. Die Autokorrelationsfunktionen der Systemfunktionen vereinfachen sich durch die WSSUS-Annahme zu

$$R_h(t, t + \Delta t; \tau, \tau') = \delta(\tau' - \tau) P_h(\Delta t, \tau), \quad (3.26)$$

$$R_T(f, f + \Delta f; f_d, f'_d) = \delta(f'_d - f_d) P_T(\Delta f, f_d), \quad (3.27)$$

$$R_H(f, f + \Delta f; t, t + \Delta t) = R_H(\Delta f, \Delta t), \quad (3.28)$$

$$R_S(f_d, f'_d; \tau, \tau') = \delta(f'_d - f_d) \delta(\tau' - \tau) P_S(f_d, \tau). \quad (3.29)$$

Die mit  $P(\cdot)$  bezeichneten Funktionen stellen Kreuzleistungsdichtespektren dar, die untereinander sowie mit der Korrelationsfunktion  $R_H(\Delta f, \Delta t)$  durch eindimensionale Fouriertransformationen gemäß **Bild 3-5** verknüpft sind. Eine wichtige Funktion stellt das reellwertige Verzögerungs-Doppler-Leistungsdichtespektrum (VDLS)  $P_S(\tau, f_d)$  dar, die auch als "Scatter-Funktion" bezeichnet wird [Bel63], [Par92]. Die Scatter-Funktion zeigt die Verteilung der Empfangsleistung über der Verzögerungszeit und der Dopplerfrequenz und veranschaulicht damit die Zeit- und Frequenzdispersion des Mobilfunkkanals. Zur Beschreibung des WSSUS-Kanals im Zeitbereich dient das Verzögerungs-Kreuzleistungsdichte-Spektrum

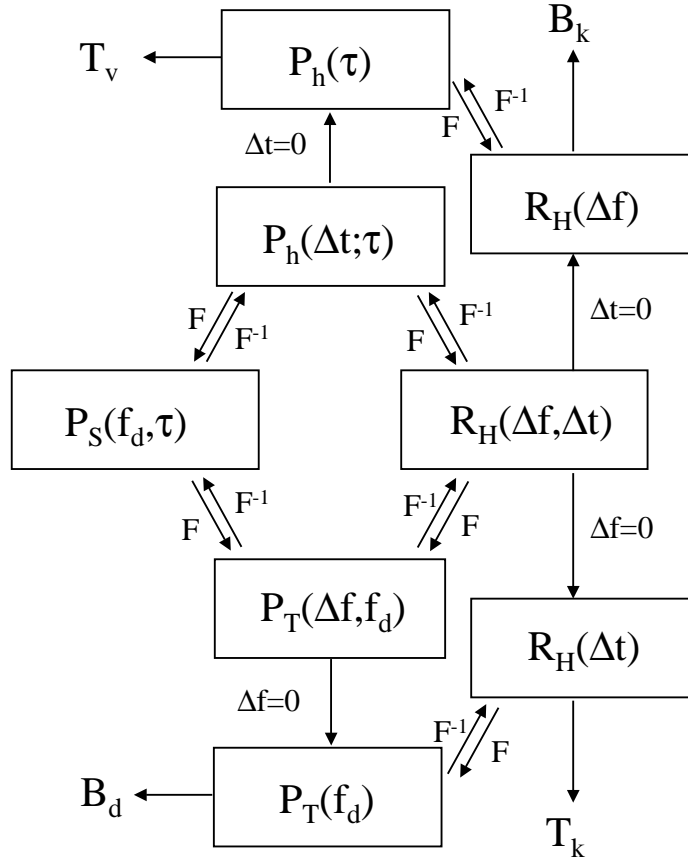
$$P_h(\tau, \Delta t) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_S(f_d, \tau) e^{j2\pi f_d \Delta t} df_d. \quad (3.30)$$

Wird das Zeitintervall  $\Delta t = 0$  gesetzt, so geht  $P_h(\tau, \Delta t)$  in das reellwertige Verzögerungs-Leistungsdichte-Spektrum (VLS)

$$P_h(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_S(f_d, \tau) df_d \quad (3.31)$$

über, das sich durch Integration der Scatter-Funktion über den Dopplerfrequenzbereich ergibt.  $P_h(\tau)$  gibt die am Empfänger ankommende Leistung in Abhängigkeit von der Verzögerungszeit an und entspricht damit dem mittleren Betragsquadrat der Kanalimpulsantwort  $h(t, \tau)$ . Von praktischem Interesse sind die Momente erster und zweiter Ordnung von  $P_h(\tau)$ . Das normierte erste Moment ist die mittlere Verzögerungszeit  $T_m$ :

$$T_m = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \tau P_h(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{+\infty} P_h(\tau) d\tau}. \quad (3.32)$$



**Bild 3-5:** Zusammenhang zwischen den Korrelationsfunktionen beim WSSUS-Modell.

Als Mehrwegeverbreiterung ("Delay Spread" oder "Multipath Spread") wird das normierte zweite Zentralmoment

$$T_v = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} (\tau - T_m)^2 P_h(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{+\infty} P_h(\tau) d\tau}} \quad (3.33)$$

bezeichnet. Die Mehrwegeverbreiterung entspricht der Standardabweichung des VLS. Sie dient zur quantitativen Beschreibung des zeitdispersiven Kanalverhaltens. Eine äquivalente Beschreibung des Kanals im Frequenzbereich ist durch das Doppler-Kreuzleistungsdichte-Spektrum

$$P_T(\Delta f, f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_S(f_d, \tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau \quad (3.34)$$

möglich. Für  $\Delta f = 0$  erhält man das Doppler-Leistungsdichte-Spektrum (DLS)

$$P_T(f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_S(f_d, \tau) d\tau. \quad (3.35)$$

Das DLS stellt somit die mittlere Empfangsleistung als Funktion der Dopplerfrequenz dar. Aus dem DLS ergibt sich die mittlere Dopplerverschiebung zu

$$B_m = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} f_d P_T(f_d) df_d}{\int_{-\infty}^{+\infty} P_T(f_d) df_d} \quad (3.36)$$

und die Dopplerverbreiterung (Doppler Spread) zu

$$B_d = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} (f_d - B_m)^2 P_T(f_d) df_d}{\int_{-\infty}^{+\infty} P_T(f_d) df_d}}. \quad (3.37)$$

Die Dopplerverbreiterung beschreibt quantitativ das frequenzdispersive Kanalverhalten.

Die Autokorrelationsfunktion der Übertragungsfunktion  $H(t, f)$  für WSSUS-Kanäle, die Frequenz-Zeit-Korrelationsfunktion  $R_H(\Delta f, \Delta t)$  berechnet sich zu

$$R_H(\Delta f, \Delta t) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_h(\Delta t, \tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau \quad (3.38)$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} P_T(\Delta f, f_d) e^{-j2\pi f_d \Delta t} df_d. \quad (3.39)$$

Mit  $\Delta t = 0$  erhält man die Frequenz-Korrelationsfunktion  $R_H(\Delta f)$ , die sich aus der Fourier-Transformierten des VLS  $P_h(\tau)$  ergibt. In dieser Arbeit wird der Wert  $\Delta f = B_k$ , für den der Betrag der Frequenz-Korrelationsfunktion zum ersten Mal den Wert  $0,5 \cdot |R_H(\Delta f = 0)|$  unterschreitet, als Kohärenzbandbreite bezeichnet. Die Kohärenzbandbreite  $B_k$  wird als die maximal nutzbare Bandbreite eines nichtentzerrten Funkkanals angesehen [Lor85], [Pro89]. Wird  $\Delta f = 0$  gesetzt, so ergibt sich die Zeit-Korrelationsfunktion  $R_H(\Delta t)$ , die der inversen Fourier-Transformierten des DLS  $P_T(f_d)$  entspricht. Unter der Kohärenzdauer  $T_k$  wird in dieser Arbeit der Wert  $\Delta t$  verstanden, für den der Betrag der Zeit-Korrelationsfunktion den Wert  $0,5 \cdot |R_H(\Delta t = 0)|$  zum ersten Mal unterschreitet. Die Kohärenzdauer ist ein Maß für die Zeitveränderlichkeit der Kanalcharakteristik.

### 3.3.1 Parametrisierung von WSSUS-Modellen aus Messungen

Während ausreichend kleiner Beobachtungsabschnitte können die Geschwindigkeit der Mobilstation  $v$ , die Pfadkoeffizienten  $A_k$ , die Informationen über die komplexen Streukoeffizienten und zur Dämpfung der sich am Empfangsort überlagernden elektromagnetischen Teilwellen enthalten, und die Einfallswinkel  $\alpha_{ek}$  der eintreffenden Wellenfronten am Empfänger als näherungsweise konstant angesehen werden. Im Fernfeld der Ausbreitung gibt es eine begrenzte Anzahl  $p$  von signifikanten Reflektoren. Von jedem dieser Fernfeldreflektoren kann eine Wellenfront auf direktem Wege am Empfänger eintreffen und einen deterministischen Anteil mit der Verzögerungszeit  $\tau_\nu$ , dem Einfallswinkel  $\alpha_\nu$  und der Dopplerverschiebung  $f_{d\nu}$  verursachen. Die Dopplerverschiebung  $f_{d\nu}$  ergibt sich mit der Mittenfrequenz  $f_c$  des Übertragungskanals zu  $f_{d\nu} = f_c \cdot v/c \cdot \cos(\alpha_{e\nu})$ . Jede dieser Wellenfronten wird aber auch in der unmittelbaren Umgebung der Mobilstation durch eine Vielzahl diffuser Beugungs- und Reflexionserscheinungen gestreut. Die Anteile dieser lokalen Streuprozesse sind

durch vernachlässigbar kleine Laufzeitunterschiede  $\Delta\tau_{\nu\kappa} = \tau_\kappa - \tau_\nu$  gekennzeichnet. Vernachlässigbar bedeutet, dass die Bedingung  $\Delta\tau_{\nu\kappa} \ll 1/B$  innerhalb der Übertragungsbandbreite  $B$  erfüllt ist. Insgesamt erhält man für die komplexe Impulsantwort bzw. Übertragungsfunktion im Basisband

$$h(t, \tau) = \sum_{\nu=1}^p \underbrace{[A_\nu e^{j2\pi f_{d\nu} t} + a_\nu^{(s)}(t)]}_{a_\nu(t)} \cdot \delta(\tau - \tau_\nu), \quad (3.40)$$

$$H(t, f) = \sum_{\nu=1}^p [A_\nu e^{j2\pi f_{d\nu} t} + a_\nu^{(s)}(t)] \cdot e^{-j2\pi f \tau_\nu} \quad (3.41)$$

mit  $a_\nu^{(s)}(t) = \sum_{\kappa} A_{\nu\kappa} e^{j(2\pi f_{d\nu\kappa} t + \Phi_{\nu\kappa})}$ . Aufgrund der Vielzahl von Streueffekten im Nahfeld können die Phasen  $\Phi_{\nu\kappa} = [-2\pi f_c(\tau_\nu + \Delta\tau_{\nu\kappa})] \bmod 2\pi$  stochastisch interpretiert werden, d.h. sie werden als Realisierungen von statistisch unabhängigen Zufallsvariablen angenommen, die im Intervall  $[0, 2\pi]$  gleichverteilt sind. Fallen darüber hinaus die Teilwellen der Fernfeldpfade mit gleicher Leistung an einer omnidirektionalen Empfangsantenne ein, so ist das Leistungsdichtespektrum der Streuprozesse  $a_\nu(t)$  als sogenanntes "klassisches" oder "Jakes"-Doppler-Spektrum gegeben:

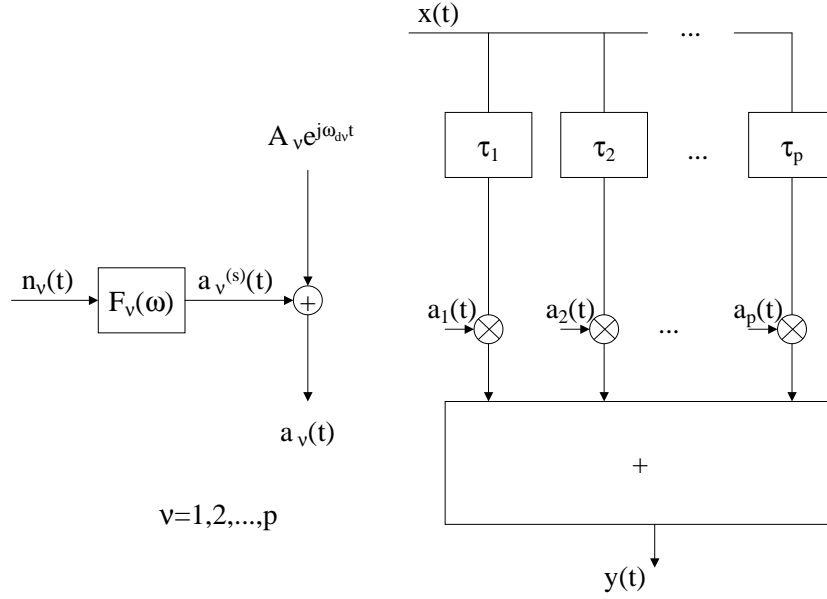
$$P_{T_\nu}(f_d) = \begin{cases} \frac{\sigma_\nu^2}{\pi f_{dmax} \sqrt{1 - \left(\frac{f_d}{f_{dmax}}\right)^2}} & \text{für } |f_d| < f_{dmax}, \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (3.42)$$

Der Faktor  $\sigma_\nu^2 = E\{|a_\nu(t)|^2\}$  entspricht der mittleren Leistung des Prozesses  $a_\nu(t)$ . Mit dieser Annahme und unter Verwendung des zentralen Grenzwerttheorems lässt sich das Verhalten der Streuprozesse  $a_\nu^{(s)}(t)$  im WSSUS-Modell einfach nachbilden. Leistungsdominante Komponenten, die z.B. bei direkter Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger oder in Folge von ausgeprägten Reflexionsvorgängen auftreten, können deterministisch durch Beaufschlagung der stationären Gaußprozesse mit zeitvarianten Mittelwerten berücksichtigt werden. Das Leistungsdichtespektrum eines solchen Prozesses kann durch die Überlagerung eines klassischen DLS und eines Dirac-Impulses beschrieben werden, d.h.

$$P_{T_\nu}(f_d) = \begin{cases} \frac{\sigma_{scatt_\nu}^2}{\pi f_{dmax} \sqrt{1 - \left(\frac{f_d}{f_{dmax}}\right)^2}} + \sigma_{det_\nu}^2 \cdot \delta(f_d - f_{det}) & \text{für } |f_d| < f_{dmax}, \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \quad (3.43)$$

wobei  $\sigma_{scatt_\nu}^2 = E\{|a_\nu^{(s)}(t)|^2\}$  die Leistung der diffusen Streukomponenten und  $\sigma_{det_\nu}^2 = |A_\nu|^2$  die der deterministischen Komponente angibt.

Gleichung 3.41 lässt sich unmittelbar in die Simulatorstruktur nach **Bild 3-6** umsetzen. Die Realisierungen der stochastischen Streuprozesse werden durch geeignete spektrale Formung  $F_\nu(f_d)$  der Ausgangssignale  $n_\nu(t)$  von  $p$  verschiedenen komplexen, unkorrelierten und normalverteilten Rauschquellen erzeugt. Eventuell zu berücksichtigende deterministische Anteile werden anschließend additiv überlagert. Die so gewonnenen Streuprozesse  $a_\nu(t)$  werden mit dem jeweils um  $\tau_\nu$  verzögerten Sendesignal  $x_T(t)$  multipliziert und danach zum Empfangssignal  $y_T(t)$  aufsummiert.



**Bild 3-6:** WSSUS-Kanalsimulatorstruktur: Erzeugung der Streuprozesse  $a_\nu$  (links) und vollständiger Kanalsimulator zur Simulation von  $p$  Fernfeldpfaden (rechts) mit dem Eingangssignal  $x(t)$  und dem Ausgangssignal  $y(t)$ .

Da alle auftretenden Signale spektral begrenzt sind, können sie durch ihre Abtastwerte dargestellt werden und die Simulatorstruktur nach **Bild 3-6** kann digital realisiert werden. Aufgrund der geringen Anzahl der zur vollständigen Beschreibung notwendigen Parameter, nämlich Anzahl und Werte der Pfadlaufzeiten, stochastische und deterministische Anteile pro Pfad und ggf. unterschiedlicher Formfilter, eignet sich das WSSUS-Modell hervorragend zur Standardisierung. So wurden für Makrozellen typische Einstellungen solcher Parametersätze im Rahmen der Arbeitsgruppe COST 207 [CEC89] vorgeschlagen und standardisiert.

Funkkanalmessungen liefern spektrale Abtastwerte der momentanen Übertragungsfunktion  $H(t, f)$  zu äquidistanten Zeitpunkten  $t_i = l \cdot \Delta t$ , wobei  $\Delta t$  genügend klein sein muss, um das Abtasttheorem bezüglich der maximalen Dopplerfrequenz zu erfüllen. Jede Momentaufnahme enthält  $K$  spektrale Abtastwerte an den diskreten Frequenzstellen  $f_k = \Delta f \cdot k$  innerhalb der Messbandbreite. Das Intervall  $\Delta f$  muss genügend klein sein, um das Abtasttheorem bezüglich der maximalen Pfadverzögerung  $\tau_\nu$  einzuhalten. Somit sind entsprechend dem WSSUS-Modell aus  $L_M$  aufeinander folgenden Momentaufnahmen des Schätzwertes der abgetasteten Übertragungsfunktion die Modellparameter zu bestimmen:

$$\begin{aligned} \hat{H}_{l,k} &= H(t_l, f_k) + N_{l,k} \\ &= \sum_{\nu=1}^p a_\nu(l) e^{-j2\pi k \Delta f \tau_\nu} + N_{l,k}, \\ k &= -(K-1)/2, \dots, 0, \dots, (K-1)/2, \quad l = 0, \dots, L_M - 1; \quad (3.44) \end{aligned}$$

hierin beschreibt  $N_{l,k}$  den Einfluss des Empfängerrauschens (thermisches Rauschen, Quantisierungsrauschen, etc.). Die Anzahl  $L_M$  der zur Bestimmung der Parameter herangezogenen Momentaufnahmen darf nicht zu groß werden, damit die Annahme



(schwacher) Stationarität des Kanals ausgegangen werden kann. Entsprechend einer empirischen Regel [Par92] sollte der mobile Empfänger während der Zeit, innerhalb der die  $L_M$  Momentaufnahmen gemessen werden, maximal eine Wegstrecke zurücklegen, die einigen zehn Wellenlängen (ca.  $20 \lambda_c$ ) der Trägerfrequenz entspricht. Mit dieser Notation ergibt sich die Parameterschätzung der WSSUS-Parameter wie folgt:

1. Modellordnung  $p$ :

Die Modellordnung  $p$  wird durch die Berechnung der Eigenwerte der Matrix  $\hat{\mathbf{R}} = \hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}}$  mit der hermiteschen Matrix  $\hat{\mathbf{H}}^H$  bestimmt. Für den ungestörten Fall ergibt sich  $p$  gleich der Anzahl der von Null verschiedenen Eigenwerte  $\hat{\lambda}_\nu$ . Für den i.a. gestörten Fall liefert die Schätzung der Varianz der Störung eine Schranke, gegen die alle Eigenwerte verglichen werden und damit die Schätzung der Modellordnung  $p$  ermöglicht.

2. Laufzeitschätzung  $\tau_\nu$ :

Die Bestimmung der komplexen Werte  $z_\nu = e^{-j2\pi k \Delta f \tau_\nu}$ ,  $\nu = 1, \dots, p$ , die die Pfadverzögerungen enthalten, erfolgt mit Methoden, die ursprünglich zur Schätzung von Sinussignalen in weißem Rauschen entwickelt wurden [Hua90], [Tuf82].

3. Bestimmung der  $a_\nu(i)$ :

Durch die Gleichung  $\hat{H}_{l,k} = \sum_{\nu=1}^p a_\nu(l) z_\nu^k$ ,  $-(K-1)/2 \leq k \leq (K-1)/2$  mit den nach Schritt 1 und 2 bekannten Werten für  $p$  und  $z_\nu$  ergeben sich für jeden Wert  $l$  jeweils  $K$  Gleichungen zur Berechnung der  $p$  Unbekannten  $a_\nu(l)$ . Die wegen  $K \geq L_M$  im allgemeinen überbestimmten Gleichungssysteme werden durch Minimierung des quadratischen Gleichungsfehlers gelöst.

4. Berechnung des deterministischen Anteils  $A_\nu e^{j2\pi f_{d\nu} l \Delta t}$ :

Hier werden ähnliche Methode wie im Schritt 2 zur Laufzeitschätzung angewandt; d.h. Verfahren zur Schätzung von Sinussignalen im Rauschen.

5. Berechnung der  $p$  Formfilter zur Rauschformung:

Die parametrische Schätzung des Leistungsdichtespektrums  $P_{T_\nu}(f_d)$  der  $p$  Folgen  $a_\nu^{(s)}(l)$  liefert die Koeffizienten der durch  $F_\nu(f_d)$  beschriebenen Formfilter derart, so dass gilt  $|F_\nu(f_d)|^2 \approx \hat{P}_{T_\nu}(f_d)$ . In den meisten Fällen kann jedoch auf diesen Schritt verzichtet werden und ein klassisches DLS wie oben beschrieben vorausgesetzt werden.

Durch wiederholte Anwendung der Schritte 1 bis 5 zur Bestimmung der WSSUS-Modellparameter für die Kanalmessungen entlang von Messstrecken können die Messdaten größerer Messkampagnen so aufbereitet werden, dass typische Kanalmodelle systematisch abgeleitet werden können. Beispiele hierfür werden in [Wen00] auf der Basis von Messkampagnen in Darmstadt und Berlin gegeben.

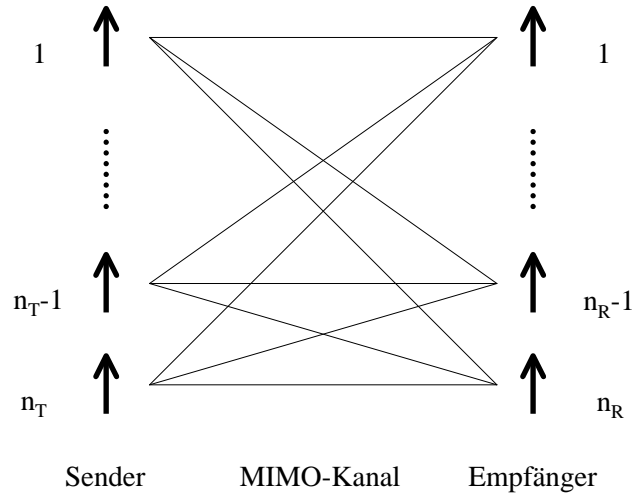
### 3.3.2 MIMO-Funkkanalmodellierung

In sogenannten MIMO ("Multiple Input Multiple Output")-Systemen werden sowohl sende-, als auch empfangsseitig mehrere, üblicherweise räumlich getrennte Antennen-

elemente eingesetzt. Dadurch kann im Gegensatz zur rein zeitlichen Signalverarbeitung bei Verwendung einer Antenne am Sender und bzw. am Empfänger in SISO ("Single Input Single Output")-Systemen über die räumliche Dimension eine zusätzliche Signalverarbeitung mit dem Ziel der Steigerung der spektralen Effizienz angewandt werden. Als Maß der spektralen Effizienz einer Funkverbindung dient hier die informationstheoretische Kanalkapazität  $C$ , die nach Shannon [Sha49] ein Maß für die maximal mögliche Datenrate, die mit beliebig kleiner Bitfehlerrate über einen Kanal übertragen werden kann, darstellt. Als Funktion der empfangenen Signalleistung  $P_N$  und der Rauschleistung  $N = N_0 \cdot B$  ergibt sich die Kanalkapazität für den nicht-frequenzselektiven AWGN-Kanal bei SISO-Systemen zu [Sha49]

$$C = \log_2\left(1 + \frac{P_R}{N}\right) \quad (3.45)$$

und wird in der Maßeinheit bit/(s·Hz) oder bps/Hz ("Bits Per Second/Hertz") angegeben. Für das in **Bild 3-7** dargestellte MIMO-System ergeben sich zwischen den



**Bild 3-7:** MIMO-System mit  $n_T$  Sende- und  $n_R$  Empfangsantennen.

$n_T$  Sendeantennen und den  $n_R$  Empfangsantennen  $n_T \times n_R$  Übertragungsfunktionen. Zunächst werde von einem schmalbandigen MIMO-Kanal ausgegangen, d.h. die einzelnen Kanalübertragungsfunktionen können jeweils durch eine komplexwertige Zahl beschrieben werden. Fasst man diese gemäß

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2 \cdots \mathbf{h}_{n_T}] \quad (3.46)$$

zusammen, wobei  $\mathbf{h}_i$  ein  $n_R \times 1$  dimensionaler Vektor ist, in dem die komplexwertigen Kanalübertragungsfaktoren der  $i$ -ten Sendeantenne,  $i = 1 \dots n_T$ , zu den  $n_R$  Empfangsantennen zusammengefasst sind. Das  $n_R \times 1$  dimensionale Empfangssignal  $\mathbf{y}(\mathbf{t})$  ergibt sich damit als Funktion des  $n_T \times 1$  dimensional Sendesignals zu

$$\mathbf{y}(\mathbf{t}) = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s}(\mathbf{t}) + \mathbf{n}(\mathbf{t}), \quad (3.47)$$

wobei hier additives weisses Gauß-verteiltes Rauschen der Varianz  $\sigma_N^2$  angenommen wurde (AWGN). Bei einer Gesamtsendeleistung  $P_S$  beträgt die mittlere Sendeleistung pro Sendeantennenelement  $\frac{P_S}{n_T}$ . Darüber hinaus wird im folgenden davon ausgegangen, dass senderseitig keine Kanalinformation vorliegt und deshalb die gesamte Sendeleistung zu jedem Zeitpunkt gleichmäßig auf die Sendeantennenelemente aufgeteilt wird. Mit  $SNR$  werde das Signal-Rauschverhältnis bezeichnet, das sich als Quotient aus gesamter empfangener Leistung und  $\sigma_N^2$  ergibt. Mit diesen Annahmen ergibt sich als Erweiterung der Shannonschen Formel zur Kanalkapazität für  $n_R \times n_T$  MIMO-Systeme [Fos98]:

$$C = \log_2 \det(\mathbf{I}_{n_R} + \frac{SNR}{n_T} \cdot \mathbf{H}\mathbf{H}^*), \quad (3.48)$$

worin  $\mathbf{I}_{n_R}$  die Einheitsmatrix bezeichnet. Die Kanalkapazität des durch Frequenzselektivität gekennzeichneten breitbandigen Funkkanals, ergibt sich als mittlere Kanalkapazität über  $K$  parallele schmalbandige Funkkanäle [Czy95], [Mol01]:

$$C = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \log_2 \det(\mathbf{I}_{n_R} + \frac{SNR}{n_T} \cdot \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^*). \quad (3.49)$$

Unter der im folgenden vorausgesetzten WSSUS-Modellannahme für jeden Einzelkanal kann ein einfaches Modell des Funkkanals für MIMO-Systeme entwickelt werden. Dieses Modell muss insbesondere

- Korrelationen zwischen den Sendesignalen der einzelnen Sendeantennenelemente und
- Korrelationen zwischen den Empfangssignalen der verschiedenen Empfangsantennenelemente

berücksichtigen. Zur weiteren Vereinfachung wird angenommen, dass Laufzeitunterschiede zwischen den Elementen des Sendearrays sowie zwischen den Elementen des Empfangsarrays zeitlich nicht aufgelöst werden können. Durch diese Bedingung ergibt sich eine Bandbreitenbegrenzung für das Kanalmodell. Diese ergibt sich in erster Näherung aus der Lichtgeschwindigkeit  $c$  und dem größten Abstand  $a_{R,T}$  zwischen zwei Elementen des Sende- oder Empfangsarrays zu  $c/a_{R,T}$  und beträgt z.B. für ein Array bei dem die weitestferntesten Antennenelemente einen Abstand von 3 m aufweisen 100 MHz. Um die sendeseitigen Korrelationen geeignet zu berücksichtigen, müssen die Streuprozesse  $a_{\nu,j}$ ,  $\nu \in [1, p]$ ,  $j \in [1, n_T]$  mit  $p$  Mehrwegekomponenten und  $n_T$  Sendeantennen, entsprechend korreliert sein. Dies kann durch eine Linearkombination unkorrelierter Streuprozesse  $a'_{\nu,j}$  mittels Multiplikation mit einer Dreiecksmatrix  $\mathbf{L}_\nu$ , die sich aus der Korrelationsmatrix  $\mathbf{R}_\nu^{(T)}$  ergeben, erreicht werden. So ergibt sich z.B. für die erste Mehrwegekomponente  $\nu = 1$  mit Verzögerungszeit  $\tau_1$

$$\begin{pmatrix} a_{11} \\ a_{12} \\ \vdots \\ a_{1n_T} \end{pmatrix} = \mathbf{L}_1 \cdot \begin{pmatrix} a'_{11} \\ a'_{12} \\ \vdots \\ a'_{1n_T} \end{pmatrix}, \quad (3.50)$$

mit

$$\mathbf{R}_\nu^{(\mathbf{T})} = \begin{pmatrix} 1 & r_{12\nu} & \cdots & r_{1n_T\nu} \\ r_{12\nu}^* & 1 & & \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ r_{1n_T\nu}^* & & \cdots & 1 \end{pmatrix} = \mathbf{L}_\nu \cdot \mathbf{L}_\nu^H. \quad (3.51)$$

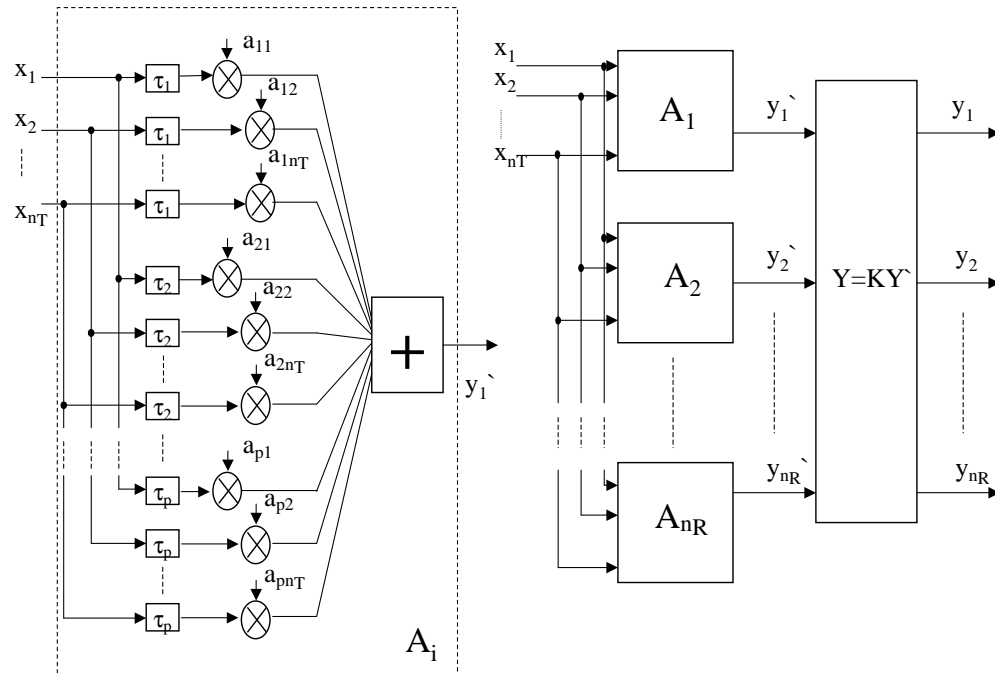
Die Elemente der Korrelationsmatrix  $\mathbf{R}^{(\mathbf{T})}_\nu$  lassen sich aus

$$r_{(l,m)_\nu} = \frac{E([l_\nu - E(l_\nu)][m_\nu^* - E(m_\nu^*)])}{\sqrt{E(|l_\nu - E(l_\nu)|^2) E(|m_\nu - E(m_\nu)|^2)}} \quad (3.52)$$

gewinnen. Hierin bezeichnet  $E(\cdot)$  die Erwartungswertbildung und  $(l, m)_\nu \in (1, n_T)$  stellen die empfangenen Sequenzen der vom  $l$ -ten bzw.  $m$ -ten Sendeantennenelement gesendeten Signals für die  $\nu$ -te Mehrwegekomponente dar.

Korrelationen zwischen den Empfangsantennenelementen werden dadurch berücksichtigt, dass  $n_R$  unabhängige Simulatorstrukturen linear kombiniert werden. Wird mit  $\mathbf{R}^{(\mathbf{R})}$  die  $n_R \times n_R$ -dimensionale Korrelationsmatrix bezeichnet, die die Korrelation zwischen den Empfangsantennenelementen beschreibt, so lässt sich diese meist (im Falle positiver Definitheit [Zur86]) in eine Dreiecksmatrix  $\mathbf{K}$  zerlegen, für die  $\mathbf{R}^{(\mathbf{R})} = \mathbf{K} \cdot \mathbf{K}^H$  gilt. Das  $n_R$ -dimensionale Empfangssignal  $\mathbf{y}$  ergibt sich zu  $\mathbf{y} = \mathbf{K} \cdot \mathbf{y}'$  aus den im Vektor  $\mathbf{y}'$  zusammengefassten Ausgangssignalen der  $n_R$  unabhängigen Simulatoren. **Bild 3-8** zeigt den MIMO-Kanalsimulator, der sich dadurch auszeichnet, dass die Parametrisierung vollständig aus breitbandigen Kanalimpulsantwortmessungen vorgenommen werden kann.

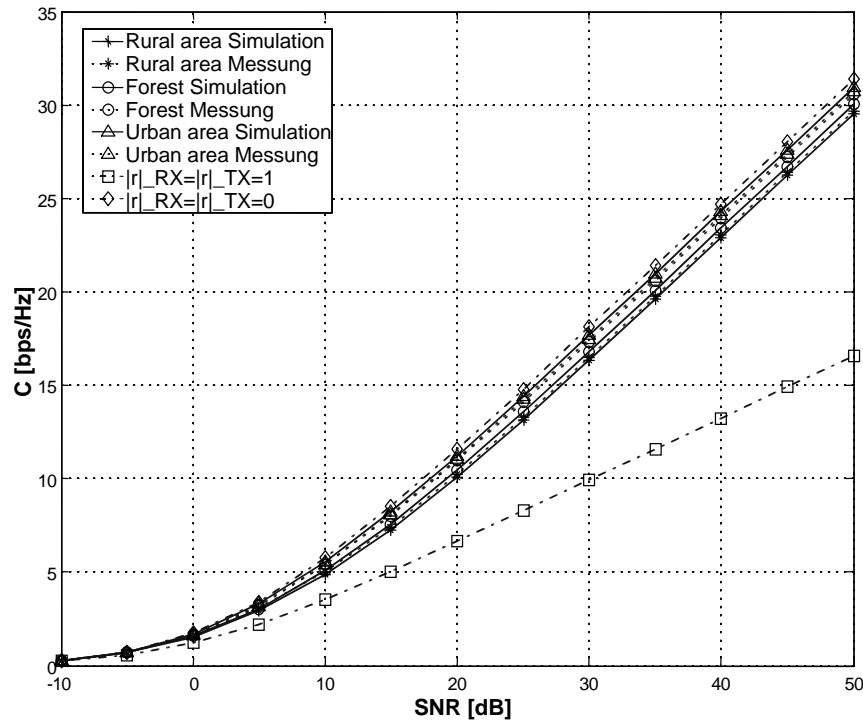
Als Grundlage zur Validierung des zuvor beschriebenen Kanalmodells und zur Gewinnung realistischer Aussagen zur erzielbaren Kanalkapazität wurde eine flächendeckende Messkampagne im südlichen Rhein-Main-Gebiet zwischen Mainz, Frankfurt und Darmstadt durchgeführt und in [Gas01] detailliert beschrieben. Gemessen wurde mit  $n_T = 2$  Sendeantennen- und  $n_R = 8$  Empfangsantennenelementen bei einer Trägerfrequenz von 920 MHz mit einer Bandbreite von 8 MHz. Die beiden vertikal polarisierten Sendeantennenelemente waren in einer Höhe von 35 m bei einem horizontalen Abstand von 8 m angeordnet. Die Empfangsantennenelemente waren gleichmäßig um den Umfang eines Kreises bei einem gegenseitigen Abstand von  $\lambda_c/2 \approx 33$  cm auf einer Metallplatte auf dem Dach des Messfahrzeuges angeordnet. Gemessen wurde mit dem Channelsounder RUSK XA, beim dem zwar empfangsseitig durch einen schnellen Multiplexer die Verwendung von Mehrelementantennen vorgesehen ist, der jedoch sendeseitig in diesem Betriebsmodus nur die Verwendung eines Sendesignals vorsieht. Um dennoch MIMO-Messungen durchführen zu können, wurde ein in [Kad92] erstmals beschriebenes Verfahren angewandt, das eine Trennung der von den verschiedenen Sendeantennenelementen abgestrahlten Signale im Dopplerfrequenzbereich zulässt, [Gas01]. Entlang von insgesamt 200 km Messstrecke wurde im Abstand von 100 m je eine Blockmessung ausgelöst, bei der  $n_R \times n_T \times 256$  komplexwertige Impulsantworten pro Block gemessen und aufgezeichnet wurden. Im Rahmen der Messdatennachverarbeitung wurden für ca. 1000 Blöcke von Impulsantworten die Parameter von WSSUS-Modellen der  $n_T \times n_R$  Einzelkanäle sowie die zugehörigen Korrelationen der Sende- und Empfangssignale berechnet. Durch Verknüpfung der mit Ortsbezug versehenen



**Bild 3-8:** MIMO-Kanalsimulator: Kanalsimulator  $A_i$  für  $n_T$  Sendeantennenelemente und  $p$  Fernfeldpfade für das  $i$ -te Empfangsantennenelement (links). Kanalsimulator für  $n_T$  Sende- und  $n_R$  Empfangsantennenelemente mit  $p$  Fernfeldpfaden (rechts).

Messdaten mit einer morphografischen Datenbank wurde jedem Block von Impulsantworten eine Bebauungsklasse der Umgebung des Empfangsortes zugewiesen. In **Bild 3-9** ist die Kanalkapazität  $C$  als Funktion des Signal-Rauschverhältnisses  $SNR$  für typische Kanalmodelle der drei Bebauungsklassen "Rural Area", "Forest" und "Urban Area" für  $n_T = n_R = 2$  dargestellt. Zum Vergleich sind sowohl die direkt aus den gemessenen Impulsantworten berechneten Kanalkapazitäten, als auch die aus simulierten Kanalimpulsantworten berechneten dargestellt. Weiter sind zur Orientierung zusätzlich zwei Verläufe angegeben: zum einen als obere Grenze der Kanalkapazität der Verlauf für den unkorrelierten Rayleigh-Kanal mit den Elementen der Korrelationsmatrizen  $r_{i,j}^{(T)} = 0 \forall i \neq j$  und  $r_{i,j}^{(R)} = 0 \forall i \neq j$  sowie zum zweiten als untere Grenze der erreichbaren Kanalkapazität der Verlauf für den korrelierten Rayleigh-Kanal mit den Korrelationsmatrizen  $r_{i,j}^{(T)} = 1 \forall i, j$  und  $r_{i,j}^{(R)} = 1 \forall i, j$ . Man erkennt eine ausgezeichnete Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation.

**Bild 3-10** zeigt für einen typischen MIMO-Kanal mit der Empfängerumgebung "Rural Area" die Abhängigkeit der Kanalkapazität vom Signal-Rauschverhältnis wieder für Messung und Simulation. Darüber hinaus wird als Parameter die Anzahl  $n_R$  der Empfangsantennenelemente variiert. Mit wachsendem  $n_R$  stellt sich ein wachsender Diversitygewinn ein, der ein Ansteigen der Kanalkapazität zur Folge hat. Das auf die Kanalkapazität bei  $n_R = 2$  bezogene Ansteigen der Kanalkapazität für  $n_R = 4$  bzw.



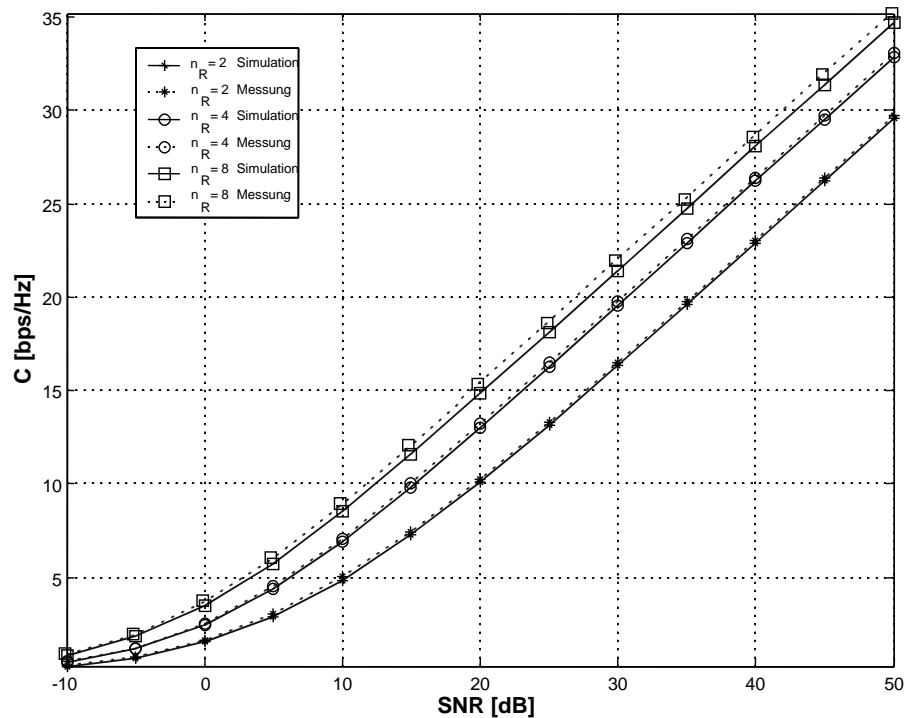
**Bild 3-9:** MIMO-Kanalkapazität als Funktion des  $SNR$  mit  $n_T = n_R = 2$ : Messung und entsprechende Simulation für die Empfängerumgebungen "Rural Area", "Forest" und "Urban Area" abgeleitet aus einer Landnutzungsdatenbank sowie die Simulation für unkorrelierte Sende- und Empfangssignale,  $|r_{TX}| = |r_{RX}| = 0$ , bzw. korrelierte Sende- und Empfangssignale,  $|r_{TX}| = |r_{RX}| = 1$ .

$n_R = 8$  ist für kleine Werte  $SNR$  größer als für hohe Werte des Signal-Rauschverhältnisses. Wieder besteht ausgezeichnete Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation.

### 3.3.3 Messungen zur Richtungsabhängigkeit des Funkkanals

Die Untersuchung der Richtungsabhängigkeit der Wellenausbreitung im Funkkanal ist aus verschiedenen Gründen sinnvoll:

- Durch die Kenntnis der Einfallsrichtungen der am Empfangsort eintreffenden Wellenfronten zusätzlich zu den Größen Leistung und Verzögerungszeit erlangt man ein besseres Verständnis der grundlegenden Ausbreitungsmechanismen im Mobilfunkkanal. Diese zusätzliche Information kann dazu dienen, rechnergestützte Wellenausbreitungsmodelle zu validieren, die zur Funknetzplanung benötigt werden [Lie94].
- Liegen bestimmte Richtungseigenschaften des Funkkanals vor, so können diese prinzipiell in zweierlei Hinsicht beim Systementwurf berücksichtigt werden. Zum einen kann das Signal-Störverhältnis einzelner Funkverbindungen durch



**Bild 3-10:** Messung und Simulation der Kanalkapazität für eine "Rural Area"-Empfangsumgebung als Funktion des  $SNR$  mit unterschiedlicher Anzahl von Empfangsantennen ( $n_R = 2, 4, 8$ ).

Ausprägung von im allgemeinen elektronisch steuerbaren Richtdiagrammen verbessert werden, diese Methoden werden als "Beamforming" bezeichnet. Zum anderen kann der entlang von Vorzugsrichtungen erfolgende Leistungstransport vom Sender zum Empfänger dazu genutzt werden, um eine räumliche Filterung und damit Trennung verschiedener Signale durchzuführen. Insbesondere zur Kapazitätssteigerung in Mobilfunknetzen wird dadurch eine Interferenzreduktion beim Mehrteilnehmerzugriff auf den Funkkanal erzielt. Man spricht von "Spatial Division Multiple Access (SDMA)". Beispiele verschiedener Szenarien werden in [Mar97] genannt.

Zur Schätzung der Einfallsrichtungen der Wellenfronten sind verschiedene Antennen anwendbar:

- **Richtantenne:** Eine Richtantenne mit schmaler Hauptkeule wird direkt zur Erfassung der Empfangsleistung aus allen Winkelrichtungen eingesetzt. Dieses Vorgehen liefert direkt das Winkelspektrum der Empfangsleistung. Neben den Nachteilen einer mechanischen Positionierung einer Richtantenne, wie beispielsweise unzureichende Geschwindigkeit und Genauigkeit der Ausrichtung in eine gewünschte Richtung, gehen auch Nebenkeulen des Richtdiagramms der verwendeten Antenne in das Messergebnis ein und müssen bei der Nachverarbeitung berücksichtigt werden. Dieses Verfahren wird in [Kle96] verwendet.
- **Synthetische Apertur:** Durch Positionieren einer Antenne an verschiedenen,

meist äquidistanten Stellen im Raum und zugehörige kohärente Aufzeichnung der Impulsantworten sowie entsprechender Nachverarbeitung werden die Einfallsrichtungen bestimmt. Ein Beispiel zur Anwendung dieses Verfahrens wird in [Mar96] gegeben.

- Array-Antenne: Mehrere Antennenelemente sind in gleichen Abständen zueinander entlang einer einfachen Geometrie, z.B. entlang einer Linie ("Uniform Linear Array (ULA)") oder entlang eines Kreisumfangs ("Uniform Circular Array (UCA)") angeordnet. Im Gegensatz zum Verfahren nach dem Prinzip der synthetischen Apertur ist eine Kalibrierung wegen der gegenseitigen Beeinflussung der Einzelelemente zwingend erforderlich.

Bei den beiden letztgenannten Antennenprinzipien liegen die Einfallsrichtungen indirekt vor. Es kommen Fouriertransformationsmethoden und hochauflösende Algorithmen zur Schätzung der Einfallsrichtungen zur Anwendung. Lediglich das letztgenannte Verfahren erlaubt eine genügend schnelle Signalverarbeitung, so dass auch Aussagen zur Zeitvarianz des Mobilfunkkanals möglich sind.

Das vorliegende Kapitel beschränkt sich auf die Untersuchung der Einfallsrichtungen im Azimuth am Ort der Mobilstation und verwendet eine UCA-Antenne bestehend aus 8 Einzelelementen, deren Geometrie in **Bild 3-11** angegeben ist und die für eine Trägerfrequenz von 920 MHz ausgelegt ist. Legt man ein kartesisches Koordinatensystem in den Mittelpunkt des Arrays, dessen x-Achse in Richtung des mit 1 bezeichneten Elementes weist, so ist der Winkel zwischen x-Achse und Verbindungslinie zwischen Ursprung und Position des  $i$ -ten Antennenelementes in der x-y-Ebene, d.h. der azimuthale Winkel:

$$\gamma_i = -2\pi \frac{i-1}{8}, i = 1, 2, \dots, 8. \quad (3.53)$$

Die Phasendifferenz zwischen dem Zentrum des Arrays und dem Element  $i$  für eine unter dem Azimuthwinkel  $\phi$  gegenüber der x-Achse und dem Winkel  $\theta$  gegenüber der z-Achse auf das Array eintreffenden ebenen Wellenfront ergibt sich mit der Wellenzahl  $k_c = \frac{2\pi}{\lambda_c}$  und dem Abstand  $r_0$  der Antennenelemente vom Ursprung zu

$$e^{-j\zeta \cos(\phi - \gamma_i)} \quad (3.54)$$

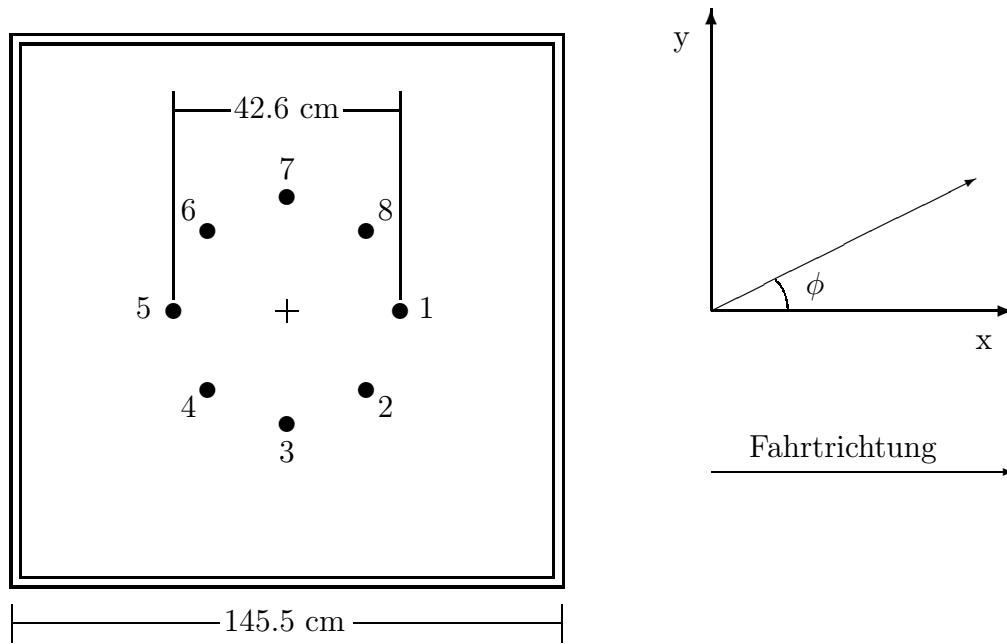
mit  $\zeta = k_c r_0 \sin \theta$  und  $i \in 1, \dots, 8$ . Eine zentrale Größe zur Beschreibung der Array-Antenne ist der "Array Response"- oder "Steering"-Vektor, der durch die Geometrie des Arrays, die Wellenlänge  $\lambda_c$  einer ebenen Wellenfront sowie die Winkel  $\phi, \theta$  in Azimuth und Elevation zu

$$\mathbf{a}(\phi, \theta) = [e^{-j\zeta \cos(\phi - \gamma_1)}, e^{-j\zeta \cos(\phi - \gamma_2)}, \dots, e^{-j\zeta \cos(\phi - \gamma_8)}]^T \quad (3.55)$$

für das vorliegende zirkulare Array gegeben ist. Der "Steering"-Vektor beschreibt den Zusammenhang zwischen einer einfallenden ebenen Wellenfront des Signals  $s(t)$  und den komplexen Basisbandbeschreibungen der Antennenausgangssignale, die im Vektor  $\mathbf{x}(t)$  zusammengefasst sind, gemäß

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{a}(\phi, \theta) s(t). \quad (3.56)$$





**Bild 3-11:** Ausrichtung des "Uniform Circular Array (UCA)" mit 8 Monopolantennen über einer "Ground Plane" zur Fahrtrichtung (Draufsicht).

Beim praktischen Einsatz von Array-Antennen müssen insbesondere zwei Effekte berücksichtigt werden. Zum einen verursachen die Hochfrequenzkomponenten, d.h. die Antennenelemente, die Kabelzuführungen, die Verstärker, die Modulatoren bzw. Demodulatoren und die A/D- bzw. D/A-Umsetzer lineare Verzerrungen, die in den einzelnen Sensorzweigen im allgemeinen unterschiedlich ausfallen. Zum anderen treten wegen der geringen Abstände der Antennenelemente elektromagnetische Verkopplungen zwischen den Einzelsensoren auf. Beide Effekte können durch eine Koppelmatrix  $\mathbf{C}^{-1}$  beschrieben werden, deren komplexe Elemente im allgemeinen frequenzabhängig sind. Für eine feste Trägerfrequenz und nicht zu breitbandige Übertragung kann die Frequenzabhängigkeit vernachlässigt werden. Bei der im folgenden betrachteten Messbandbreite von 8 MHz bei einer Trägerfrequenz von 920 MHz ist diese Näherung hinreichend genau erfüllt. Die Koppelmatrix transformiert den Vektor  $\tilde{\mathbf{x}}(t)$  der komplexen Einhüllenden der Sensorsignale, die von einer idealen Array-Antenne empfangen bzw. gesendet würden, in den Vektor  $\mathbf{x}(t)$  der komplexen Einhüllenden der tatsächlich empfangenen bzw. gesendeten Sensorsignale gemäß

$$\tilde{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{C}^{-1} \cdot \mathbf{x}(t). \quad (3.57)$$

Zur Kalibrierung einer Array-Antenne ist eine Kalibriermatrix  $\mathbf{C}$  zu bestimmen, die die Umkehrabbildung

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{C} \cdot \tilde{\mathbf{x}}(t) \quad (3.58)$$

leistet. Im folgenden wird vorausgesetzt, dass das verwendete UCA nur zur azimuthalen Richtungsschätzung eingesetzt wird, d.h.  $\theta = 90^\circ = \text{const.}$  In [Mat01] wird gezeigt, dass die Kalibrierung des verwendeten UCA im Gegensatz zur in [Mar98] für ein ULA durchgeführten Kalibrierung zusätzlich zur Berücksichtigung der Verkopplung der Einzelemente auch das in der Azimuthebene nicht-omnidirektionale Richtdiagramm der Einzelemente berücksichtigen muss. Deshalb wurde eine Kalibrieremethode nach [See94] angewandt, die sich dadurch auszeichnet, dass die Kalibrierung als Parameterschätzproblem betrachtet wird und das Richtdiagramm der Einzelemente unbekannt sein darf. Durch Einsetzen von Gl. (3.56) in Gl. (3.57) ergibt sich das Empfangssignal unter Berücksichtigung von additivem weissem Gaußrauschen der Varianz  $\sigma_N^2$  in der Rauschmatrix  $\mathbf{N}$  zu

$$\tilde{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{C}^{-1} \mathbf{a}(\phi) s(t) + \mathbf{N} = \mathbf{a}_m(\phi) s(t) + \mathbf{N}, \quad (3.59)$$

wobei  $\mathbf{a}_m$  der tatsächliche Steering-Vektor des nichtidealen Arrays ist. Die Kovarianzmatrix  $\mathbf{R}$  für eine einzelne Signalquelle aus Richtung  $\phi$  ist somit

$$\mathbf{R} = \sigma_s^2 \mathbf{a}_m(\phi) \mathbf{a}_m^H(\phi) + \sigma_N^2 \mathbf{I} \quad (3.60)$$

wobei  $\sigma_s^2 = E\{s(t)s^H(t)\}$  die Signalleistung und  $\sigma_N^2$  die Rauschleistung darstellt. Für den Fall einer endlichen zur Verfügung stehenden Anzahl  $L_M$  von Kanalimpulsantworten pro Einfallswinkel, die im Rahmen von Kalibriermessungen gewonnen werden können, ergibt sich eine Schätzung von  $\mathbf{R}$  zu

$$\hat{\mathbf{R}} = \sum_{l=1}^{L_M} \tilde{\mathbf{x}}(l) \tilde{\mathbf{x}}^H(l). \quad (3.61)$$

Der Eigenvektor  $\mathbf{a}_p(\phi_\nu)$  von  $\mathbf{R}$  mit dem größten Eigenwert ergibt multipliziert mit einer komplexen Konstanten  $c_\nu$  den tatsächlichen Steering-Vektor  $\mathbf{a}_m(\phi_\nu)$  für die  $\nu$ -te Einfallsrichtung. Es gilt somit

$$\mathbf{a}_m(\phi_\nu) = c_\nu \mathbf{a}_p(\phi_\nu). \quad (3.62)$$

Schätzwerte  $\hat{\mathbf{a}}_p(\phi_\nu)$  ergeben sich als jeweils größte Eigenvektoren der für jede Richtung  $\phi_\nu$  geschätzten Kovarianzmatrix  $\hat{\mathbf{R}}$ . Schätzergebnisse für die Matrix  $\mathbf{C}^{-1}$  und  $\mathbf{\Lambda}$  können durch Minimierung der Kostenfunktion

$$\min_{\mathbf{C}^{-1}, \mathbf{\Lambda}} \|\mathbf{C}^{-1} \mathbf{A} - \mathbf{A}_p \mathbf{\Lambda}\|_F \quad (3.63)$$

im Sinne einer Anpassung des Modells an die Kalibriermessungen mit kleinster Fehlerquadratsumme berechnet werden. In diesem Ausdruck bezeichnet  $\|\cdot\|_F$  die Frobeniusnorm und

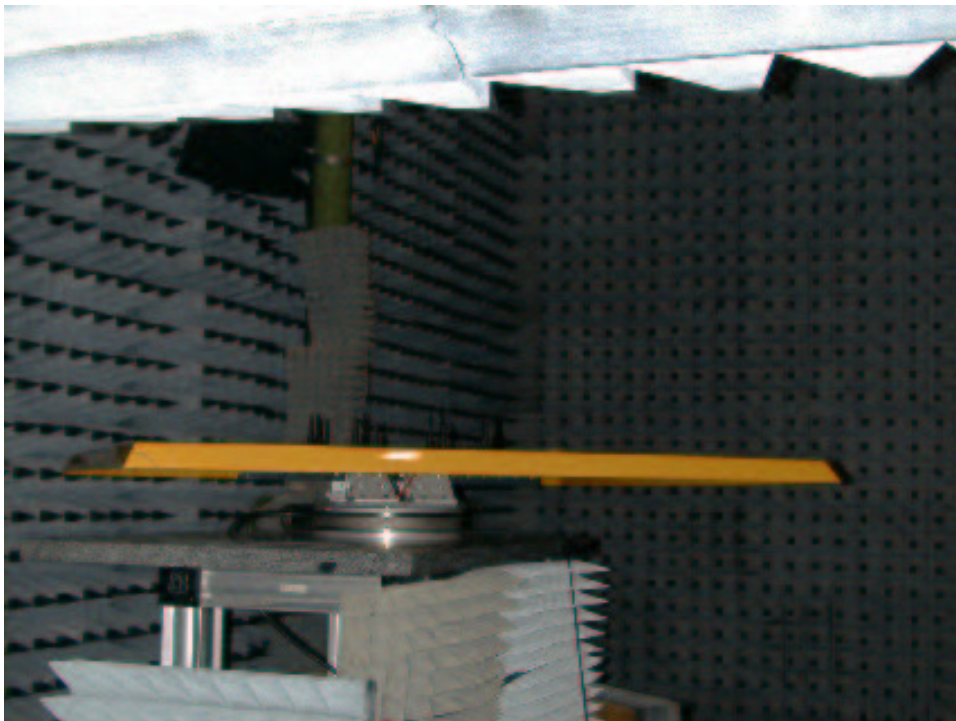
$$\mathbf{A} = [a(\phi_1), \dots, a(\phi_{L_W})] \quad (3.64)$$

$$\mathbf{A}_p = [\hat{a}_p(\phi_1), \dots, \hat{a}_p(\phi_{L_W})] \quad (3.65)$$

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(c) \quad (3.66)$$

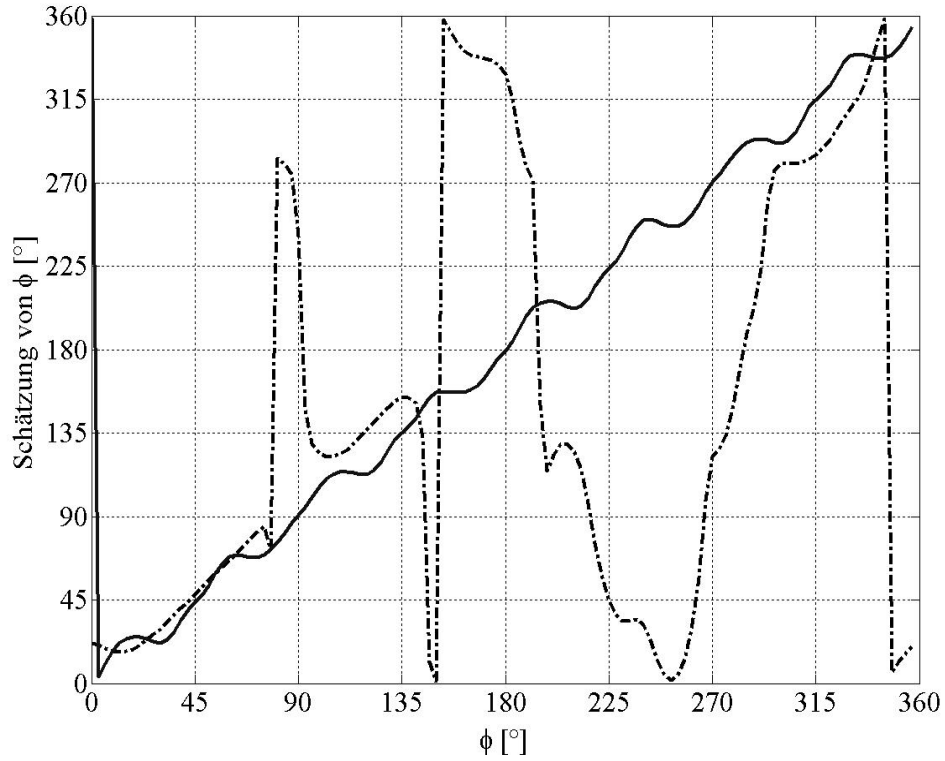
$$\mathbf{c} = [c_1, \dots, c_{L_W}]^T, \quad (3.67)$$

mit  $L_W$  als der Anzahl der zur Verfügung stehenden Winkelrichtungen für die Kalibriermessungen vorliegen. Die Lösung des Minimierungsproblems wird in [See94] angegeben. Mit der Lösung des Minimierungsproblems sind die Matrizen  $\mathbf{C}^{-1}$  und  $\mathbf{\Lambda}$  bekannt und die Kalibriermatrix ist  $\mathbf{C} = (\mathbf{C}^{-1})^{-1}$ . Im vorliegenden Fall wurden Kalibriermessungen in der Antennenmesshalle des Technologiezentrums der T-Systems Nova GmbH in Darmstadt in Schritten zu  $\Delta\phi = 3^\circ$  über den gesamten Azimuthbereich von  $360^\circ$  durchgeführt; damit ist  $L_W = 120$ . Die Anzahl der pro Winkelrichtung aufgezeichneten komplexwertigen Kanalimpulsantworten wurde hier zu  $L_M = 256$  gewählt. **Bild 3-12** zeigt die UCA-Antenne in der Antennenmesshalle montiert auf einem Präzisionsdrehtisch, mit dem bei fest montiertem Sender der Einfallswinkel der Wellenfront auf das Array definiert eingestellt wurde. In **Bild 3-13** ist die geschätz-



**Bild 3-12:** Kalibriermessungen der UCA-Antenne, montiert auf einem Präzisionsdrehtisch in einer Antennenmesshalle.

te Einfallsrichtung als Funktion der tatsächlichen Einfallsrichtung für den Fall des unkalibrierten Arrays durch den strichpunktierten Verlauf dargestellt. Der Verlauf der durchgezogenen Linie in **Bild 3-13** zeigt im Vergleich dazu die geschätzte Einfallsrichtung als Funktion der tatsächlichen Einfallsrichtung mit dem gleichen Array, jedoch mit Anwendung einer Kalibriermatrix, die nach der zuvor beschriebenen Methode gewonnen wurde. Man erkennt, dass nur mit Kalibrierung eine sinnvolle Richtungsschätzung möglich ist. In beiden Fällen wurde zur Richtungsschätzung ein im folgenden beschriebenes, hochauflösendes Verfahren angewandt. Grundsätzlich handelt es sich beim angewandten Verfahren um ein ESPRIT ("Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques")-Verfahren [Roy89], das ursprünglich zur Richtungsschätzung mit ULA-Sensoren entwickelt wurde und von der speziellen



**Bild 3-13:** Geschätzte Einfallsrichtung im Azimuth als Funktion der tatsächlichen Einfallsrichtung im Azimuth ohne Kalibrierung (strichpunktierte Linie) und mit Kalibrierung (durchgezogene Linie) der UCA-Antenne.

Form ihres "Steering"-Vektors Gebrauch macht. Für  $Q$  am ULA einfallende ebene Wellenfronten lassen sich die  $Q$  "Steering"-Vektoren in der "Steering"-Matrix

$$\mathbf{A}(\phi) = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j\psi_1} & e^{j\psi_2} & \dots & e^{j\psi_Q} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ e^{j(n_R-1)\psi_1} & e^{j(n_R-1)\psi_2} & \dots & e^{j(n_R-1)\psi_Q} \end{pmatrix} \quad (3.68)$$

für ein ULA mit  $n_R$  Antennenelementen und  $\psi = -k_c \cdot d \cdot \cos \phi$ , wobei  $d$  den äquidistanten Abstand der Antennenelemente und  $\phi$  den Azimuthwinkel bezeichnet, zusammenfassen. Die besondere Eigenschaft dieser als Vandermonde-Matrix bezeichneten Matrix besteht darin, dass jede Komponente einer Spalte der Matrix eine ganzzahlige Potenz der ersten Komponente ist und dass die Potenz mit der Zeilennummer übereinstimmt. Damit lässt sich  $\mathbf{A}$  mittels der Untermatrizen  $\mathbf{A}_1$  und  $\mathbf{A}_2$  darstellen zu

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_1 \\ \text{letzteZeile} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \text{ersteZeile} \\ \mathbf{A}_2 \end{pmatrix}. \quad (3.69)$$

Darin sind die Matrizen  $\mathbf{A}_1$  und  $\mathbf{A}_2$  zu

$$\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_1 \Psi \quad (3.70)$$

über die Diagonalmatrix  $\Psi$  mit den Diagonalkomponenten  $e^{j\psi_q}$ ,  $q = 1, 2, \dots, Q$  miteinander verknüpft. Das Problem der Schätzung der Einfallrichtungen ist damit auf das Problem der Bestimmung von  $\Psi$  zurückgeführt. Der ESPRIT-Algorithmus basiert auf einer Eigenwertzerlegung der Kovarianzmatrix  $\mathbf{R}$ . D.h. mit additivem weissem Rauschen der Varianz  $\sigma_N^2$  kann  $\mathbf{R}$  zu

$$\mathbf{R} = \mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{U}_s^H + \sigma^2 \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \quad (3.71)$$

dargestellt werden. Hierin spannt  $\mathbf{U}_s$  den Signal-,  $\mathbf{U}_n$  den Rauschunterraum auf und die Diagonalmatrix  $\mathbf{\Lambda}_s$  enthält als Hauptdiagonalelemente die  $Q$  größten Eigenwerte von  $\mathbf{R}$ . In [Kri96] wird gezeigt, dass  $\mathbf{U}_s = \mathbf{A}\mathbf{T}$  mit einer Matrix  $\mathbf{T}$ , die später nicht mehr benötigt wird, gilt; analog zu  $\mathbf{A}$  kann  $\mathbf{U}_s$  in zwei Untermatrizen  $\mathbf{U}_1$  und  $\mathbf{U}_2$  zerlegt werden und es gilt

$$\mathbf{U}_1 = \mathbf{A}_1 \mathbf{T} \quad (3.72)$$

$$\mathbf{U}_2 = \mathbf{A}_2 \mathbf{T}, \quad (3.73)$$

wobei unter Berücksichtigung von Gl. 3.70 hieraus

$$\mathbf{U}_2 = \mathbf{A}_1 \Psi \mathbf{T} \quad (3.74)$$

$$\mathbf{U}_1 = \mathbf{T}^{-1} \Psi \mathbf{T}, \quad (3.75)$$

folgt. Definiert man  $\mathbf{\Gamma} = \mathbf{T}^{-1} \Psi \mathbf{T}$ , so folgt

$$\mathbf{U}_2 = \mathbf{U}_1 \mathbf{\Gamma}. \quad (3.76)$$

Diese Gleichung kann im Sinne kleinster Fehlerquadrate nach  $\Psi$  gelöst werden. Da  $\Psi$  und  $\mathbf{\Gamma}$  über eine Ähnlichkeitstransformation verknüpft sind, besitzen sie die gleichen Eigenwerte  $e^{j\psi_q}$ ,  $q = 1, 2, \dots, Q$ , aus denen die Einfallrichtungen  $\phi_q = \arccos \frac{\psi_q}{k_c \cdot d}$  folgen.

In [Mat94] wird ein Algorithmus auf der Basis des zuvor beschriebenen ESPRIT-Algorithmus für UCA-Antennen zur Richtungsschätzung in Azimuth und Elevation hergeleitet. Demgegenüber wird in [Mar97] ein ESPRIT-Algorithmus zur gemeinsamen Verzögerungszeit-Richtungsschätzung mittels ULA auf der Grundlage der Arbeiten aus [Zol96] beschrieben. Auf der Grundlage dieser Arbeiten wurde im Rahmen der vorliegenden Dissertation ein neuer ESPRIT-Algorithmus zur gemeinsamen Verzögerungszeit- und Richtungsschätzung im Azimuth für UCA-Antennen entwickelt und in [Mat01] erstmals beschrieben. Die grundsätzliche Idee besteht darin, den "Steering"-Vektor des UCA in eine dem ULA-"Steering"-Vektor ähnliche Form zu transformieren, d.h. die "Steering"-Matrix wird zur Vandermondematrix. Dieser Algorithmus wurde nach Kalibrierung des Antennenarrays auf die bereits im vorangegangenen Abschnitt vorgestellten flächendeckenden Messungen angewandt. In **Bild 3-14** sind die Messstrecken im südlichen Rhein-Main-Gebiet dargestellt. Betrachtet man die Winkeldifferenz zwischen der geschätzten Einfallrichtung im Azimuth der Wellenfront ("Direction Of Arrival (DOA)") mit der jeweils höchsten Leistung und der "Line Of Sight (LOS)" Verbindungslinie zwischen aktuellem Ort des Messfahrzeugs und der Sendeantenne, so erhält man das in **Bild 3-15** dargestellte Histogramm. Insgesamt wurden für 1946 über alle Messstrecken äquidistant verteilte

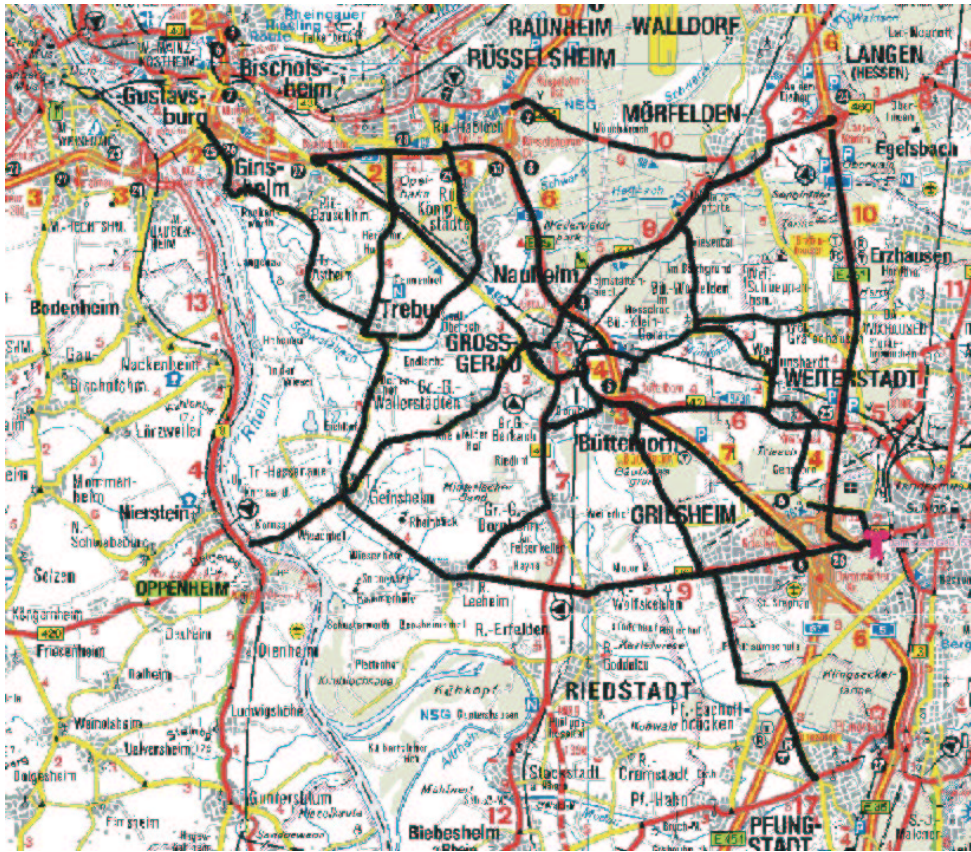


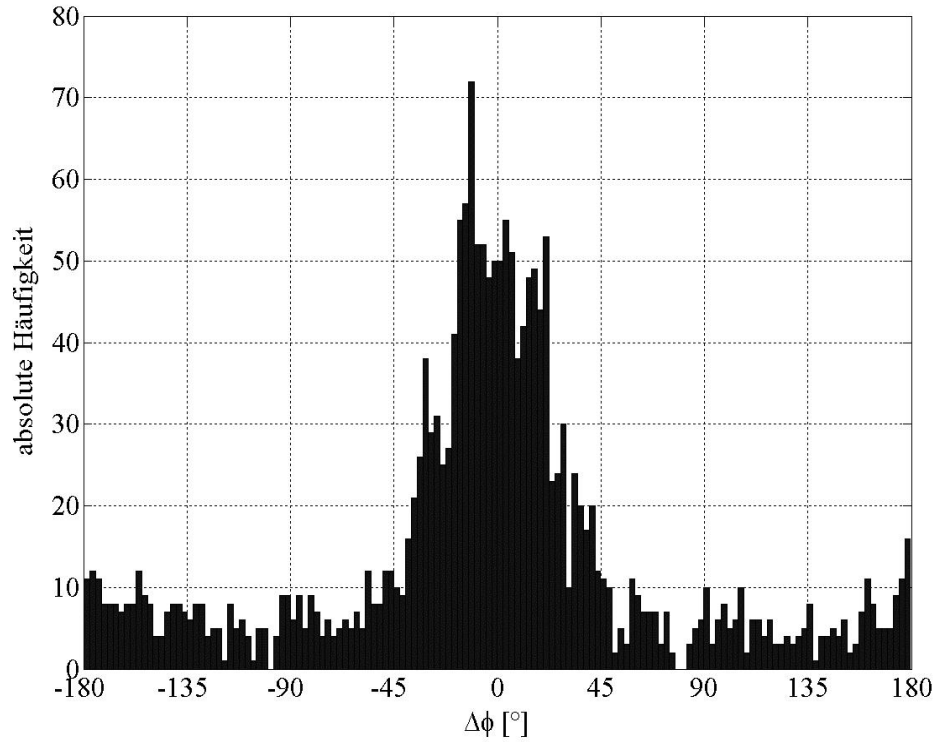
Bild 3-14: Messstrecken im südlichen Rhein-Main-Gebiet zur Verzögerungszeit- und Richtungsschätzung.

Blöcke Richtungsschätzungen durchgeführt. Man erkennt aus Bild 3-15, dass in ca. 50% aller Fälle die Winkeldifferenz  $\Delta\phi$  zwischen der Einfallsrichtung der stärksten Mehrwegekomponente und der gedachten LOS-Verbindung, d.h. der Linie die durch die kürzeste Verbindung zwischen Sender und Empfänger gegeben ist,  $\Delta\phi < 25^\circ$  ist.

### 3.4 Versorgungsplanung unter Berücksichtigung der Interferenz

Gegenstand der Versorgungsplanung ist der Entwurf von Sendernetzen so, dass eine "gute Versorgung" innerhalb eines zuvor festgelegten Versorgungsbereiches, d.h. einer bestimmten Fläche oder eines bestimmten Gebietes, gewährleistet wird. Ein einzelner Empfangspunkt  $(x, y)$  gilt als versorgt, wenn das Signal-zu-(Interferenz + Rausch)-Verhältnis ("Signal To (Interference+Noise) Ratio SINR")  $\gamma_S$  einen system-spezifischen Wert, den Schutzabstand ("Protection Ratio")  $\gamma_{S_0}$ , überschreitet. Zum Beginn dieses Kapitels wurde bereits darauf hingewiesen, dass der Funkkanal durch die Bewegung von Streuobjekten sowie darüber hinaus durch ein zeitvariantes Brechzahlprofil der Troposphäre und zeitveränderliche Streuphänomene in der Ionosphäre insgesamt ein zeitvariantes Verhalten aufweist. Das bedeutet, dass das SINR zeitvariant ist. Die Zeitvarianz wird üblicherweise im Wellenausbreitungsmodell zur Berechnung der Nutz- und Störsignalleistungen oder im Schutzabstand berücksichtigt.





**Bild 3-15:** Absolute Häufigkeit der Winkeldifferenz  $\Delta\phi$  zwischen geschätzter Einfallsrichtung (Azimuth) der stärksten Mehrwegekomponente und der gedachten LOS-Verbindung bei Einteilung der Winkeldifferenz in Klassen der Breite  $2,5^\circ$  für die Auswertung der Messstrecken im südlichen Rhein-Main-Gebiet.

Wird mit  $\gamma_S(x, y)$  das SINR im Punkt  $(x, y)$  bezeichnet, so lässt sich die Punktversorgung, also die Wahrscheinlichkeit, dass der Punkt  $(x, y)$  versorgt ist, durch die binäre Funktion  $lo(x, y)$  definieren:

$$lo(x, y) = \begin{cases} 1 & \text{für } \gamma_S(x, y) \geq \gamma_{S_0}, \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (3.77)$$

Wichtiger als die Punktversorgung ist für das in dieser Arbeit betrachtete Rundfunksystem DVB-T die lokale Versorgung von Flächenelementen. Dem Begriff des Flächenelementes liegt dabei die Tatsache zugrunde, dass die Berechnung der Stör- und Nutzleistungen auf der Grundlage von Höhen- und Bebauungsdaten erfolgt, die flächendeckend üblicherweise mit einer Auflösung im Bereich von ca.  $20 \text{ m} \times 20 \text{ m} \dots 100 \text{ m} \times 100 \text{ m}$  vorliegen. Ein Flächenelement ist somit ein Quadrat oder Rechteck mit einer Größe, die der Auflösung der verwendeten Datenbank entspricht. Ein Flächenelement  $A_i$  ist eindeutig durch die Lage seines Zentrums  $(x_i, y_i)$  gekennzeichnet. Aufgrund von Bodenunregelmäßigkeiten, vor allem in der Umgebung des Empfangsortes, variiert die Stör- bzw. Nutzleistung und damit das SINR für verschiedene Orte innerhalb eines Flächenelementes. Diese Ortsvarianz kann aufgrund der begrenzten Auflösung der zur Verfügung stehenden Datenbanken nur statistisch beschrieben wer-

den. Die Ortsvariation der Empfangsleistung unterliegt einer Log-Normal-Verteilung [Par92], d.h. für die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion von  $W = 10 \cdot \log_{10}(P_R)$  mit der Empfangsleistung  $P_R$  gilt

$$p_W(W) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_W} \cdot \exp\left(\frac{-(W - m_W)^2}{2\sigma_W^2}\right). \quad (3.78)$$

Hierin ist  $m_W = 10 \cdot \log_{10}(E\{P_R\})$  mit dem Erwartungswert  $E\{P_R\}$  und der Standardabweichung  $\sigma_W$  der Empfangsleistung, für die in [EBU98] ein experimenteller Wert von 5,5 dB angegeben wird. Letztlich kann dadurch auch die lokale Versorgung von Flächenelementen nur statistisch im Sinne einer lokalen Versorgungswahrscheinlichkeit beschrieben werden. Die lokale Versorgungswahrscheinlichkeit  $p_{lo}(x_i, y_i)$  im Flächenelement  $A_i$  ist definiert als die Wahrscheinlichkeit mit der das SINR einen Schutzabstand  $\gamma_{S_0}$  innerhalb des betrachteten Flächenelementes überschreitet:

$$\begin{aligned} p_{lo}(x_i, y_i) &= \text{Prob}\{\gamma_S(x, y) \geq \gamma_{S_0}, (x, y) \in A_i\} \\ &= \frac{1}{A_i} \iint_{(x,y) \in A_i} lo(x, y) dx dy. \end{aligned} \quad (3.79)$$

Im Vergleich zu analogen Rundfunkübertragungssystemen wird für digitale Rundfunksysteme, wie beispielsweise DVB-T, eine höhere Versorgungswahrscheinlichkeit benötigt, da die Empfangsqualität bei nicht ausreichendem SINR sehr schnell abnimmt. So wird in [EBU98] für  $p_{lo} > 0,7$  von einer "akzeptablen" und für  $p_{lo} > 0,95$  von einer "guten" Empfangsqualität gesprochen, während für analoge Fernsehversorgung von  $p_{lo} > 0,5$  ausgegangen wird. Für den Mobilempfang von DVB-T ist ein möglichst hoher Wert (z.B.  $p_{lo} > 0,95$ ) zu fordern, da in dieser Empfangssituation nicht die Möglichkeit besteht, die Position der Empfangsantenne durch Ausrichten bzw. Verschieben im Bereich einer Wellenlänge der Trägerfrequenz zu optimieren. Die Summe der Flächenelemente, für die eine geforderte lokale Versorgungswahrscheinlichkeit mindestens erreicht wird, ergibt das Versorgungsgebiet eines Senders bzw. eines Sendernetzes.

### 3.4.1 Modellierung der Ausbreitungsdämpfung

Grundlage der Versorgungsplanung ist die Prognose der Medianwerte der Nutz- und Störleistungsanteile für ein betrachtetes Flächenelement  $(x_i, y_i)$ . Die dazu erforderliche Modellierung der Wellenausbreitung im hier interessierenden VHF/UHF-Frequenzbereich hängt in hohem Maße von der Beschreibung der realen Streu- und Beugungsprozesse ab, die die Wellen an den Geländestrukturen erfahren. Voraussetzung für eine genaue Modellierung der Ausbreitungsmechanismen ist eine realistische und detaillierte Charakterisierung des Geländes in Form einer digitalen Datenbank. Diese Datenbank muss sowohl Höhendaten (Topographie) als auch Information über Bebauung und Bewuchs (Morphographie) in einer Auflösung bereitstellen, die fein genug ist, eine hinreichend detaillierte Modellierung zu gewährleisten. So reicht für eine einfache Beschreibung der verschiedenen Beugungs- und Streuprozesse ein grobes Raster von ca.  $5\lambda_c$ , so dass für den betrachteten Frequenzbereich sichergestellt ist, dass die wesentlichen (dominanten) Geländeelemente, die durch Streuung und



Reflexion zur Empfangsleistung beitragen, berücksichtigt sind. Meist erfolgt die Feldberechnung in der gleichen Auflösung in der auch die Rasterdaten vorliegen [Leb91]. Die in Rasterform vorliegenden topographischen Daten beschreiben die Grobstruktur des Geländes, die sogenannte Makro-Rauhigkeit. Verbindet man die Höhen der Geländeabstastpunkte linear, so gelangt man zu einem Paneel-Modell für die reale Topographie des Geländes. Die einzelnen Flächenelemente des unter ausschließlicher Verwendung der topographischen Daten erzeugten Paneel-Modells besitzen glatte Oberflächen. Der natürliche Bewuchs oder die Bebauung für jede dieser Flächen wird durch die Morphographie-Datenbank beschrieben. Die Morphographie verursacht so eine "Aufrauhung" der einzelnen Flächenelemente und beschreibt die Mikro-Rauhigkeit des Geländes. Sofern die Datenbank detaillierte morphographische Information zur Verfügung stellt, kann jedes Flächenelement als verlustbehaftete, dielektrische, statistisch rauhe Oberfläche beschrieben werden, die beliebig im Raum liegt. Der Bewuchs und die Bebauung eines Flächenelementes werden allgemein in morphologische Klassen eingeteilt. Beispiele solcher Klassen sind "Stadt", "Dorf", "Acker/Feld", "Wald", "Busch/Heide" und "Wasser". Jeder dieser Klassen können typische physikalische Parameter wie relative Dielektrizitätszahl, elektrische Leitfähigkeit und die Beschreibung der Oberflächenbeschaffenheit durch Angabe von Standardabweichung und Korrelationslänge der Oberflächenhöhe zugewiesen werden [Leb91].

Grundsätzlich lassen sich die verschiedenen Konzepte zur Modellierung der Ausbreitungsdämpfung in folgende Klassen einteilen, wobei zu jeder Klasse einige Beispiele mit ihren charakteristischen Eigenschaften genannt werden:

- **Empirische Modelle:**

Das ITU-R P.370-Modell [ITU94] wurde aus der statistischen Analyse einer Vielzahl von Ausbreitungsmessungen, die in vielen Ländern durchgeführt wurden, gewonnen. Es stellt Feldstärkekurven als Funktion des Sende-Empfänger-Abstandes für einen Geländeparameter  $\Delta h = 50$  m dar, der für Nordamerika und Europa typisch ist. Der Geländeparameter  $\Delta h$  ist dabei definiert als die Differenz zwischen den Höhenwerten, die von 90% aller Höhenwerte entlang eines Ausbreitungspfades von 10 km bis 50 km Entfernung vom Sender unterschritten bzw. von 10% aller Höhenwerte entlang dieses Pfades unterschritten werden. Verschiedene Korrekturfaktoren werden angegeben, um andere Werte  $\Delta h$ , Sende- und Empfangsantennenhöhen oder verschiedene Ortswahrscheinlichkeiten zu berücksichtigen. Die lokale Umgebung des Empfängers wird nicht berücksichtigt. Es ist deshalb nicht ungewöhnlich, dass der Unterschied zwischen Messung und Prädiktion des Medianwertes der Feldstärke vor allem für einen Empfänger in städtischen Umgebung mehr als 20 dB beträgt. Trotzdem wird das Modell aufgrund seiner Einfachheit insbesondere zur Frequenzkoordination und zu Frequenzplanungs Zwecken in Grenznähe zwischen verschiedenen Ländern im Rundfunk häufig eingesetzt.

Das Wellenausbreitungsmodell von Longley und Rice [Lon68] wurde für den Frequenzbereich von 20 MHz bis 20 GHz konzipiert. In diesem Modell werden der Brechungsindex der Troposphäre, die Dielektrizitätszahl, die Leitfähigkeit des Bodens und die Polarisierung der abgestrahlten Welle berücksichtigt. Hervorzuheben ist der große Gültigkeitsbereich für die Funkfeldlänge, der mit 1 km bis 2000 km angegeben wird. Deshalb ist dieses Modell vor allem zur Berechnung

der Störfeldstärke weit entfernter Sender geeignet.

Das Okumura-Hata-Modell geht auf Ausbreitungsmessungen von Okumura Ende der 60er Jahre in Japan zurück [Oku68]. Diese Messungen wurden in verschiedenen Umgebungssituationen, von flachem offenem Gelände, über hügeliges und bewachsenes Gelände bis hin zum Stadtzentrum von Tokyo, durchgeführt. Es wurden Funkfeldlängen von 1 km bis 100 km abgedeckt. Aus den in Form von Kurvenscharen vorliegenden Ergebnissen von Okumura entwickelte Hata eine mathematische Formulierung zur Feldstärkeprädiktion [Hat80]. Die Ausbreitungsdämpfung nach Hata ist dabei eine Funktion der Frequenz, der Sender- und Empfängerantennenhöhe sowie der Funkfeldlänge und nur innerhalb bestimmter Werte für diese Größen gültig.

- **Physikalisch-theoretische Modelle:**

Während einfache Beugungsprobleme mittels der Fresnel'schen Beugungstheorie gelöst werden können, ist das Problem der Mehrfachbeugung nicht trivial. Daher sind einfache Näherungslösungen, insbesondere für eine schnelle, rechnergestützte Prognose, attraktiv.

In der Bullington-Methode [Bul47] wird das reale Höhenprofil zwischen Sender und Empfänger durch eine einzige "äquivalente" Beugungskante ersetzt. Deren Höhe und Position ergibt sich aus dem Schnittpunkt der vom Sender aus verlängerten Linie zum Horizont in Richtung Empfänger mit der vom Empfänger aus über den Horizont hinaus verlängerten Linie in Richtung Sender. Im allgemeinen unterschätzt die Bullington-Methode die Ausbreitungsdämpfung, da wichtige Hindernisse nicht berücksichtigt werden.

Um möglichst alle relevanten Hindernisse im Funkfeld zwischen Sender und Empfänger zu berücksichtigen, werden bei der Epstein-Peterson-Methode [Eps53] die Beugungsdämpfungen für jedes Hindernis auf der Verbindungslinie Sender-Empfänger berechnet und zur gesamten Ausbreitungsdämpfung im logarithmischen Maß aufaddiert. Große Fehler entstehen bei dieser Methode für dicht benachbarte Hindernisse.

Im Deygout-Modell [Dey66] wird für jedes einzelne Hindernis zwischen Sender und Empfänger ohne Berücksichtigung der übrigen Hindernisse der Fresnelparameter [Gro70] bestimmt. Das Hindernis, für das der kleinste Fresnelparameter bestimmt wurde, wird die Hauptkante und die zugehörige Dämpfung zwischen Sender und Empfänger wird bestimmt. Dieses Verfahren wird nun rekursiv für das Funkfeld zwischen Sender und Haupthindernis, als auch für das Funkfeld zwischen Haupthindernis und Empfänger angewandt und dadurch alle Hindernisse berücksichtigt. Die gesamte Ausbreitungsdämpfung ergibt sich als Summe der einzelnen auf diese Weise ermittelten Dämpfungswerte im logarithmischen Maß. Diese Methode neigt dazu, eine zu große Gesamtdämpfung zu prognostizieren, insbesondere bei eng benachbarten Hindernissen im Funkfeld.

- **Semiempirische Modelle:**

Das Blomquist-Ladell-Modell [Blo75] wurde für einen Frequenzbereich von 30 MHz - 1000 MHz entwickelt. Das Modell besteht aus mehreren Ausbreitungsmodellen für einfache Ausbreitungssituationen, wie zum Beispiel der Ausbreitung über glatter, kugelförmig gekrümmter Erde, Dämpfung infolge von

Mehrfachbeugung entsprechend dem Epstein-Peterson-Modell sowie einer empirischen Formel zur Berechnung der Dämpfung durch Vegetation und Bebauung. Bei niedrigen Frequenzen bestimmen die elektrischen Eigenschaften der Funkfeldhindernisse maßgeblich die Gesamtdämpfung zwischen Sender und Empfänger. Die Geländeunebenheiten können nahezu vernachlässigt werden und die Ausbreitungsverluste berechnen sich hauptsächlich aus dem Modell zur Dämpfung bei Ausbreitung über glatter, kugelförmiger Erde. Mit steigender Frequenz tritt die Ausbreitungsdämpfung durch Beugung an den Geländehindernissen immer mehr in den Vordergrund. Neben der Freiraumdämpfung sind diese beiden Komponenten empirisch miteinander verknüpft und zu einer Formel zur Berechnung der gesamten Ausbreitungsdämpfung zwischen Sender und Empfänger zusammengefasst.

Das FTZ-Modell [Loe82] wurde ursprünglich für die Planung des Mobilfunknetzes C bei Frequenzen um 450 MHz entwickelt. Es enthält einerseits das empirische Modell nach Okumura zur Prognose der Feldstärke in ebenem Gelände mit entsprechenden Korrekturfaktoren für die Bebauung in der Umgebung des Empfängers. Durch Messungen wurden für die Bundesrepublik Deutschland angepasste Parameter des Okumura-Modells ermittelt. Zum anderen wird zur Berechnung der Beugungsdämpfung an Geländehindernissen das Verfahren nach Deygout verwendet.

In einer Weiterentwicklung des FTZ-Modells [Kuh98] wird die Berechnung der Beugungsdämpfung nach Deygout durch ein geometrisches Verfahren nach [Des85], bei dem die auf ein Geländehindernis ein- und ausfallenden Felder durch Strahlenbündel beschrieben werden, ersetzt. Dabei genügt es, die Felder oberhalb jeder Beugungskante durch die mittlere Feldstärke sowie ihre Standardabweichung zu beschreiben. Für praktische Ausbreitungssituationen mit bis zu 10 Geländehindernissen im Ausbreitungspfad ist mit dieser Näherung der Fehler  $< 2$  dB.

Die bisher beschriebenen Ausbreitungsmodelle betrachten nur die Ausbreitung entlang der kürzesten Verbindung zwischen Sender und Empfänger. Aus dem Ergebnis dieser 2-dimensionalen Ausbreitungsmodellierung können keine Informationen über Mehrwegekomponenten und deren zeitliches Eintreffen am Empfänger gewonnen werden. Die Prädiktion des Verzögerungs-Leistungsdichtespektrums (VLS)  $P_h(\tau)$  am Empfangsort ist prinzipiell nicht möglich. In [Lie94] wird ein Ausbreitungsmodell beschrieben, das eine dreidimensionale Berechnung der Ausbreitungsdämpfung ermöglicht und damit auch eine Prädiktion des VLS zulässt. Ein Prognosemodell zur dreidimensionalen Berechnung der Ausbreitung muss neben dem durch den direkten (kürzesten) Ausbreitungsweg zwischen Sender und Empfänger hervorgerufenen Leistungsanteil auch zeitlich verzögerte Anteile berücksichtigen, die durch Streuung oder Reflexion an geeigneten Flächen entstehen. In diesem Modell wird davon ausgegangen, dass spiegelnde Reflexionen aufgrund der maximalen Neigungswinkel des Geländes nur in der unmittelbaren Nähe der Verbindungslinie zwischen Sender und Empfänger möglich sind, so dass Signalanteile mit großen Umweglaufzeiten auf Streuvorgänge zurückzuführen sind. Von der Ausnahme vollständig absorbierender Flächenelemente abgesehen, streut jedes Flächenelement eines

betrachteten Gebietes einen Teil der einfallenden Leistung. Damit existieren sehr viele Ausbreitungswege, so dass sich der Rechenaufwand bei der dreidimensionalen Prognose gegenüber der zweidimensionalen Prognose vervielfacht. Deshalb werden im Modell nach [Lie94] die dominanten Ausbreitungswege selektiert und nur die durch sie hervorgerufenen Signalanteile berechnet. Als Ergebnis umfangreicher Messungen mit einem breitbandigen Channel-sounder der RUSK-Familie werden deshalb zusätzlich zur Ausbreitung entlang der kürzesten Verbindung Sender - Empfänger nur die Ausbreitungswege berücksichtigt, die durch Einfachstreuung an sowohl vom Sender, als auch vom Empfänger sichtbaren Flächen möglich sind. Für die Ausbreitungswege vom Sender beziehungsweise vom Empfänger zu den streuenden Flächen wird Freiraumausbreitung angenommen. Die streuenden Flächen werden als Lambert-Strahler, die sich durch eine mit dem Cosinus des Winkels zur Flächennormalen abnehmenden Strahlungsleistung auszeichnen, modelliert. Dabei wird angenommen, dass nur ein Anteil  $C_{Scatt}$  der auf ein Segment der Geländeoberfläche einfallenden Leistung wieder abgestrahlt wird. Für ein Segment der Geländeoberfläche mit dem Flächeninhalt  $A_{Scatt}$  resultiert aus diesen Annahmen ein Streuquerschnitt

$$\begin{aligned} \rho_{Scatt.} &= 4\pi r_a^2 \cdot \frac{S_a(r_a, \alpha_a)}{S_e(r_e, \alpha_e)} \\ &= \begin{cases} 4 \cdot C_{Scatt} A_{Scatt} \cos \alpha_e \cos \alpha_a & \text{für } \alpha_e, \alpha_a < 90^\circ \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \quad (3.80) \end{aligned}$$

wobei  $\alpha_e$  und  $\alpha_a$  die Winkel zwischen Flächennormalen und den Vektoren vom betrachteten Flächensegment zum Sender  $\vec{r}_e$  beziehungsweise zum Empfänger  $\vec{r}_a$  sind.  $S_a(r_a, \alpha_a)$  stellt die durch Streuung hervorgerufene Leistungsdichte am Empfangsort dar. Die Leistungsdichte  $S_e(r_e, \alpha_e)$  wird durch das Sendesignal am Ort des streuenden Flächenelementes hervorgerufen. Der Parameter  $C_{Scatt}$  wurde empirisch aus RUSK-Channel Sounder Messungen für Frequenzen um 900 MHz zu  $10 \log C_{Scatt} \approx -10$  dB und für 1870 MHz zu  $10 \log C_{Scatt} \approx -13$  dB bestimmt. Mit diesem Modell, das als Ergänzung zu den 2-dimensionalen Modellen aufgefasst werden kann, werden am Empfänger zeitlich verzögerte Mehrwegeanteile berücksichtigt, indem die Umweglaufzeiten aus der Geometrie der gestreuten Anteile relativ zum direkten Anteil bestimmt werden. Über die Fouriertransformierte des prognostizierten VLS sind Aussagen zur Frequenzselektivität des Funkkanals möglich, die zu einer verbesserten Versorgungsprognose verwendet werden können.

### 3.4.2 Versorgungsprognose für Mehrfrequenz- und Gleichkanalnetze

Die Bestimmung der lokalen Versorgungswahrscheinlichkeit  $p_{lo}(x_i, y_i)$  erfordert die Berechnung der Verteilung von  $\gamma_S(x, y)$ . Dazu muss die gesamte Nutzleistung  $P_U = \sum_i P_{U_i}, i = 1, 2, \dots, I$  und die gesamte Interferenzleistung  $P_I = \sum_j P_{I_j}, j = 1, 2, \dots, J$  sowie ihr Verhältnis zueinander berechnet werden. Im Falle eines Mehrfrequenznetzwerkes (MFN) besteht die Nutzleistung aus einer Komponente, d.h.  $I = 1$ . Für ein Gleichwellennetz (SFN) hingegen besteht auch die gesamte Nutzleistung aus mehreren Komponenten, die sich am Empfangsort überlagern. Da die Größen  $P_U$ ,  $P_I$  und

$\gamma_S$  Zufallsvariablen sind, ist diese Aufgabe nicht trivial. Unter Berücksichtigung der Tatsache, dass die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion einer Summe von  $I$  unabhängigen Zufallsvariablen eine charakteristische Funktion besitzt, die gleich dem Produkt der charakteristischen Funktionen der einzelnen Summanden ist, ergibt sich ein Standardverfahren zur Berechnung der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Summe wie folgt. Die charakteristischen Funktionen der Summanden ergeben sich als Fourier-transformierte der Wahrscheinlichkeitsdichten der Summanden. Die inverse Fourier-transformierte des Produkts dieser charakteristischen Funktionen ist die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Summe. Dieses Verfahren kann hier nicht angewandt werden, da die charakteristische Funktion einer Log-Normal-verteilten Zufallsvariablen nicht bekannt ist. Somit ist sogar im Falle der statistischen Unabhängigkeit der Log-Normal-verteilten Einzelkomponenten von  $P_U$  und  $P_I$  keine geschlossene Lösung zur Berechnung der Verteilungsdichte von  $\gamma_S$  bekannt [Lig99], [Bea95]. In [Bea95] wird andererseits davon ausgegangen, dass die Summe unabhängiger Log-Normal-verteilter Zufallsgrößen wieder näherungsweise als eine Log-Normal-verteilte Zufallsvariable behandelt werden kann. Diese Annahme ist Ausgangspunkt verschiedener Näherungsmethoden, wovon in [Bea95] verschiedene Methoden bezüglich ihrer Genauigkeit und ihres Rechenaufwandes verglichen werden.

Allgemein ist das SINR definiert als Verhältnis mehrerer Nutz- und Störleistungsanteile

$$\gamma_S = \frac{P_U}{P_I} = \frac{P_{U_1} + P_{U_2} + \dots + P_{U_I}}{P_{I_1} + P_{I_2} + \dots + P_{I_J} + P_N}. \quad (3.81)$$

Zur Vereinfachung der folgenden Betrachtungen wird die Rauschleistung zu  $P_N = 0$  angenommen. Sei  $P_{U_i}$  eine Log-Normal-verteilte Zufallsvariable, die die  $i$ -te Nutzleistungskomponente repräsentiert und sei  $X_i$  eine Gauß-verteilte Zufallsvariable mit Mittelwert  $m_{x_i}$  und Standardabweichung  $\sigma_{x_i}$  für die gilt  $X_i = 10 \log_{10}(P_{U_i})$ . In der Praxis wird der Mittelwert der Signalleistung in dBm, die Standardabweichung sowie das SINR in dB angegeben. Wird anstatt des Zehnerlogarithmus die natürliche Logarithmusfunktion verwendet, so ist  $X'_i = \ln(P_{U_i})$  mit der Gauß-verteilten Zufallsvariablen  $X'_i$  mit dem Mittelwert  $m_{x'_i}$  und der Standardabweichung  $\sigma_{x'_i}$ . Die Zufallsvariablen  $X_i$  und  $X'_i$  sind miteinander über die Beziehungen

$$X'_i = \beta X_i \quad m_{x'_i} = \beta m_{x_i} \quad \sigma_{x'_i} = \beta \sigma_{x_i} \quad (3.82)$$

verknüpft, wobei  $\beta = \ln(10)/10 \approx 0.230259$ . Analog zu dieser Definition der Leistungsanteile seien die Störleistungsanteile Log-Normal-verteilte Zufallsgrößen  $P_{I_j}$ , woraus sich die Gauß-verteilte Zufallsgröße  $Y_j = 10 \log_{10}(P_{I_j})$  mit Mittelwert  $m_{y_j}$  und Standardabweichung  $\sigma_{y_j}$  berechnet. Bei Verwendung der natürlichen Logarithmusfunktion ergibt sich die Gauß-verteilte Zufallsgröße  $Y'_j = 10 \ln(P_{I_j})$  mit Mittelwert  $m_{y'_j}$  und Standardabweichung  $\sigma_{y'_j}$ . Mit diesen Definitionen ergibt sich zwischen  $Y_j$  und  $Y'_j$  die gleiche Beziehung, wie zwischen  $X_i$  und  $X'_i$ . Der Korrelationskoeffizient zwischen den Zufallsvariablen  $X_i$  und  $X_j$  ist gegeben zu

$$\rho_{x_i x_j} = \frac{E\{(X_i - m_{x_i})(X_j - m_{x_j})\}}{\sigma_{x_i} \cdot \sigma_{x_j}}. \quad (3.83)$$

Es werde angenommen, dass der Korrelationskoeffizient zwischen den einzelnen Störleistungskomponenten  $\rho_{y_i y_j}$  und der Kreuzkorrelationskoeffizient  $\rho_{x_i y_j}$  zwischen den einzelnen Nutz- und Störkomponenten ebenfalls gegeben sei. Insbesondere gilt mit den zuvor angegebenen Definitionen, dass  $\rho_{x'_i x'_j} = \rho_{x_i x_j}$ ,  $\rho_{y'_i y'_j} = \rho_{y_i y_j}$  und  $\rho_{x'_i y'_j} = \rho_{x_i y_j}$  ist. Unter Verwendung der Gauß-verteilten Zufallsvariablen kann das SINR wie folgt ausgedrückt werden:

$$\gamma_S = \frac{e^{X'_1} + e^{X'_2} + \dots + e^{X'_I}}{e^{Y'_1} + e^{Y'_2} + \dots + e^{Y'_J}}. \quad (3.84)$$

Unter der Annahme, dass die Summe Log-Normal-verteilter Zufallsvariablen wieder eine Log-Normal-Verteilung annimmt, lassen sich die gesamte Nutz- und Störleistung zu

$$\begin{aligned} P_U &= P_{U_1} + P_{U_2} + \dots + P_{U_I} = e^{X'_1} + e^{X'_2} + \dots + e^{X'_I} \cong e^{U'} \\ P_I &= P_{I_1} + P_{I_2} + \dots + P_{I_J} = e^{Y'_1} + e^{Y'_2} + \dots + e^{Y'_J} \cong e^{V'} \end{aligned} \quad (3.85)$$

ausdrücken. Nach [Bea95] ist die Wilkinson-Methode zur Berechnung der Überlagerung der Log-Normal-verteilten Einzelkomponenten für die Nutz- und Störleistungen sowohl bezüglich der Genauigkeit, als auch in Bezug auf ihren Rechenaufwand besonders günstig im Vergleich zu anderen Methoden. Im folgenden wird deshalb nur die Wilkinson-Methode [Bea95] zur Berechnung von Mittelwert und Standardabweichung der resultierenden Log-Normal-Verteilung beschrieben. Mittelwert  $m_{u'}$  und Standardabweichung  $\sigma_{u'}$  von  $U'$  werden bei dieser Methode durch eine Anpassung der Momente erster und zweiter Ordnung von  $U'$  an die Momente erster und zweiter Ordnung von  $(e^{X'_1} + e^{X'_2} + \dots + e^{X'_N})$  erreicht. Anpassung des Momentes erster Ordnung liefert

$$\begin{aligned} E\{O\} &= E\{e^{U'}\} = E\{e^{X'_1} + e^{X'_2} + \dots + e^{X'_I}\} \\ &= e^{m_{u'} + \sigma_{u'}^2/2} = \sum_{i=1}^I e^{m_{X'_i} + \sigma_{X'_i}^2/2} = o_1. \end{aligned} \quad (3.86)$$

Aus der Anpassung der Momente zweiter Ordnung folgt

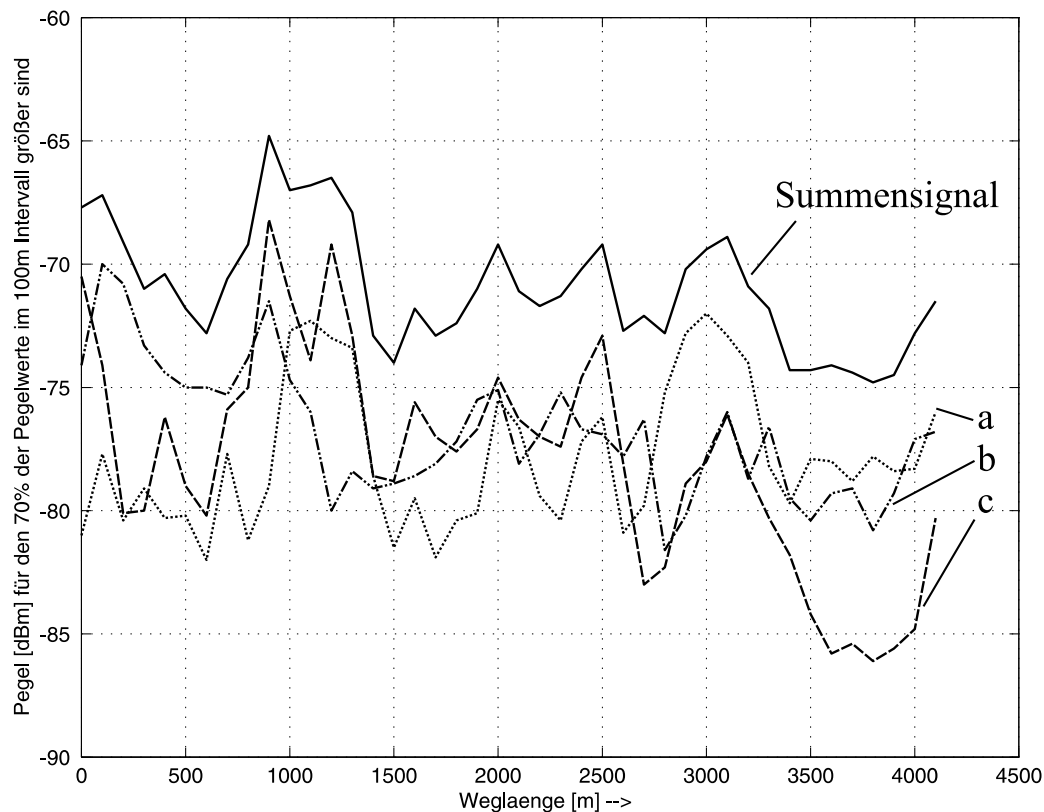
$$\begin{aligned} E\{O^2\} &= E\{e^{2U'}\} = E\{(e^{X'_1} + e^{X'_2} + \dots + e^{X'_I})^2\} \\ &= e^{2m_{u'} + 2\sigma_{u'}^2} = \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^I E\{e^{X'_i + X'_j}\} \\ &= \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^I e^{m_{y'_i} + m_{y'_j} + 1/2 \cdot (\sigma_{x'_i}^2 + \sigma_{x'_j}^2 + 2\rho_{x'_i x'_j} \sigma_{x'_i} \sigma_{x'_j})} \\ &= o_2. \end{aligned} \quad (3.87)$$

Auflösen der Gln. (3.86) und (3.87) nach  $m_{u'}$  und  $\sigma_{u'}$  liefert

$$\begin{aligned} m_{u'} &= 2 \ln(o_1) - 1/2 \cdot \ln(o_2) \\ \sigma_{u'}^2 &= \ln(o_2) - 2 \cdot \ln(o_1). \end{aligned} \quad (3.88)$$

Wertet man die Ausdrücke nach Gl. (3.88) für ein einfaches numerisches Beispiel mit realistischen Zahlenwerten - bei dem zwei unkorrelierte Komponenten mit gleicher mittlerer Leistung  $m_{x_1} = m_{x_2} = -80$  dBm und mit gleicher Standardabweichung

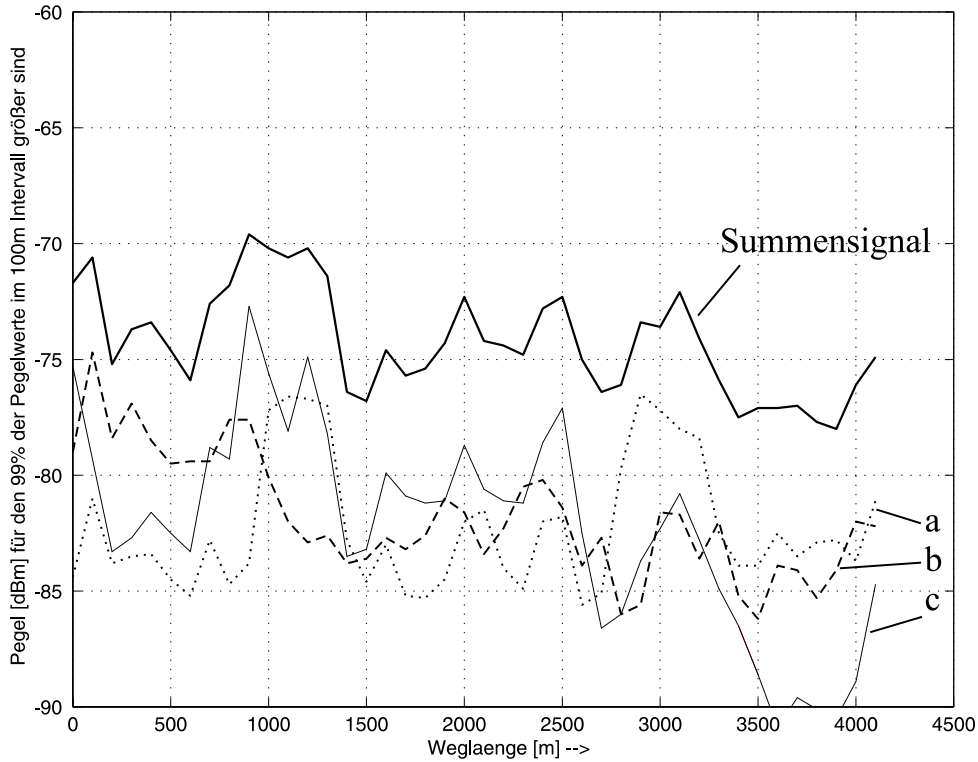
$\sigma_{x_1} = \sigma_{x_2} = \sigma_x = 5,5$  dB überlagert werden - aus, so folgt  $m_u \approx -76$  dBm und  $\sigma_u \approx 2,2$  dB für die resultierende Verteilung. Dieses Beispiel verdeutlicht, dass zum einen die mittlere Leistung höher als die Summe der einzelnen mittleren Leistungen ist und dass sich gleichzeitig die Standardabweichung des resultierenden Prozesses verringert. Diese Eigenschaften lassen sich auch anhand von Messungen, die im Rahmen einer flächendeckenden Messkampagne [Gas99] in einem Gleichwellennetz in Berlin zur DVB-T-Versorgung gewonnen wurden, nachweisen. In **Bild 3-16** ist der Verlauf der Empfangsleistungspegel über eine ca. 4 km lange Messstrecke entlang der B 96 von Alt Mariendorf bis zur Göthestraße für die drei einzelnen zum Gleichwellennetz gehörenden Sender Alexanderplatz, Zeuthen und Schäferberg sowie für das Summensignal dargestellt. Für diese Darstellung wurde die Messstrecke in Abschnitte von 100 m Länge eingeteilt. Für jeden Abschnitt wurde der Leistungspegel je für die Einzelsender, als auch für das Summensignal bestimmt, der von 70% aller gemessenen Leistungswerte überschritten wird. Die Differenz zwischen dem 70%-Leistungswert/100 m des Summensignals zum entsprechenden 70%-Leistungswert/100 m des jeweils stärksten Einzelsenders liegt zwischen 1 dB und 5 dB. Wird eine höhere Überschreitungswahrscheinlichkeit gefordert, beispielsweise



**Bild 3-16:** Empfangsleistungspegel bei 70 % Überschreitungswahrscheinlichkeit pro 100 m Wegintervall für die drei Einzelsender (a: Sender Alexanderplatz; b: Sender Schäferberg; c: Sender Zeuthen) und ihrer Überlagerung (Summensignal).

mit Werten zwischen 95% und 99% zur Versorgung mobiler Teilnehmer, so vergrößert sich der Abstand zwischen dem zugehörigen Pegel des Summensignals und dem des

stärksten Einzelsender aufgrund der im Vergleich zum Einzelsignal geringeren Standardabweichung. In **Bild 3-18** sind die Verläufe der Leistungspegel des Summen- und der Einzelsignale für eine 99%-ige Überschreitungswahrscheinlichkeit analog zu **Bild 3-16** dargestellt. Die Differenz zwischen dem Leistungswert für 99%-ige Überschreitungswahrscheinlichkeit des Summensignals zum entsprechenden Leistungswert des jeweils stärksten Einzelsenders liegt hier zwischen 3 dB und 7 dB. Die gleichen



**Bild 3-17:** Empfangsleistungspegel bei 99 % Überschreitungswahrscheinlichkeit pro 100 m Wegintervall für die drei Einzelsender (a: Sender Alexanderplatz; b: Sender Schäferberg; c: Sender Zeuthen) und ihrer Überlagerung (Summensignal).

Beziehungen gelten für die gesamte Störleistung  $P_I$ . Der Mittelwert  $m_{v'}$  und die Standardabweichung  $\sigma_{v'}$  werden durch Anpassung des ersten und zweiten Moments von  $V'$  an  $(e^{Y'_1} + e^{Y'_2} + \dots + e^{Y'_J})$  berechnet.

Sind die Parameter  $m_{u'}$ ,  $\sigma_{u'}$ ,  $m_{v'}$  und  $\sigma_{v'}$  und somit die Parameter  $m_u$ ,  $\sigma_u$ ,  $m_v$  und  $\sigma_v$  bestimmt, so besteht der nächste Schritt in der Bestimmung der Verteilung von  $\gamma_S$ . Unter der Voraussetzung, dass  $U$  und  $V$  Gauß-verteilt sind, ist  $\gamma_S$  eine Log-Normal-verteilte Zufallsvariable, d.h.  $\Psi_S = 10 \log(\gamma_S)$  ist eine normalverteilte Zufallsvariable mit dem Mittelwert  $m_{\Psi_S} = m_u - m_v$  und der Standardabweichung  $\sigma_{\Psi_S}^2 = \sigma_u^2 - 2\rho_{uv}\sigma_u\sigma_v + \sigma_v^2$ , worin  $\rho_{uv}$  den Korrelationskoeffizienten zwischen  $U$  und  $V$  bezeichnet. Mit Gl. ( 3.79) und dem logarithmierten Schutzabstand  $\gamma_{S_0}^{dB} = 10 \log \gamma_{S_0}$  ergibt sich somit der Schätzwert für die lokale Versorgungswahrscheinlichkeit zu

$$\hat{p}_{lo} = \text{Prob}\{\gamma_S \geq \gamma_{S_0}\} = \text{Prob}\{\Psi_S \geq \gamma_{S_0}^{dB}\}$$



$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{\gamma_{S_0}^{dB} - m_{\Psi_S}}{\sqrt{2} \sigma_{\Psi_S}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{\gamma_{S_0}^{dB} - (m_u - m_v)}{\sqrt{2} \sqrt{\sigma_u^2 - 2\rho_{uv}\sigma_u\sigma_v + \sigma_v^2}} \right). \quad (3.89)$$

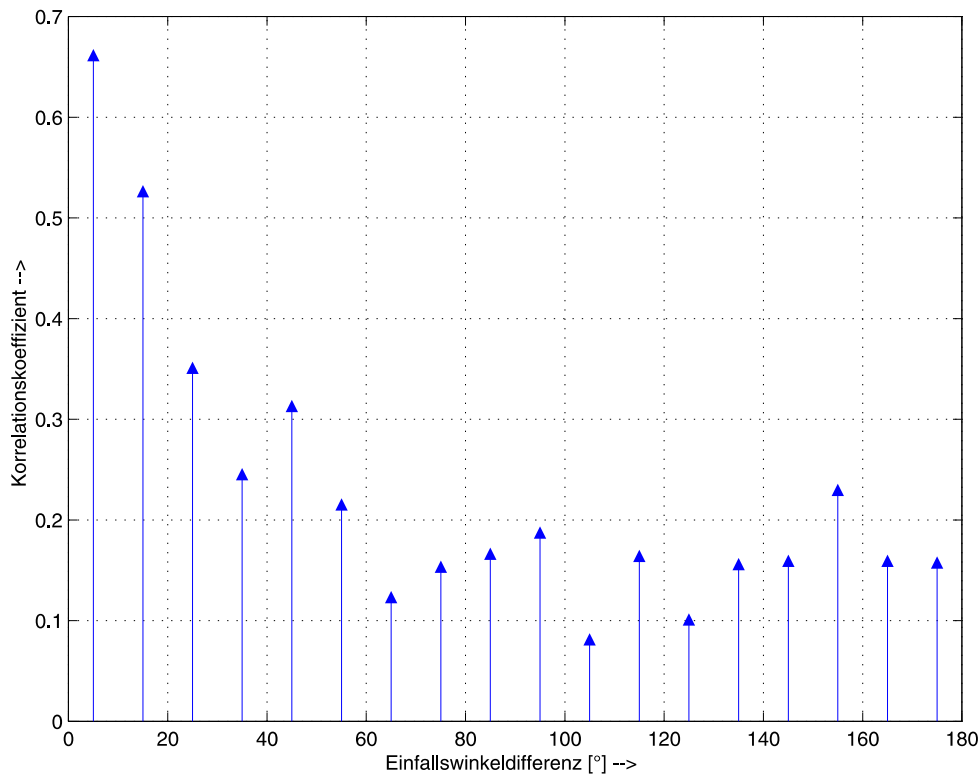
Der Korrelationskoeffizient  $\rho_{uv}$  zwischen gesamter Nutz- und gesamter Störleistung kann als Funktion der Korrelationskoeffizienten der Einzelkomponenten von Nutz- und Störleistung berechnet werden [Lig99]. Mit

$$g = \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^J e^{m_{x'_i} + m_{y'_j} + 1/2 \cdot (\sigma_{x'_i}^2 + \sigma_{y'_j}^2 + 2\rho_{x'_i y'_j} \sigma_{x'_i} \sigma_{y'_j})} \quad (3.90)$$

ergibt sich nach [Lig99]

$$\rho_{uv} = \rho_{u'v'} = \frac{2(\ln(g) - (m_{u'} + m_{v'})) - (\sigma_{u'}^2 - \sigma_{v'}^2)}{2\sigma_{u'}\sigma_{v'}}. \quad (3.91)$$

Neben der Kenntnis von Mittelwert und Standardabweichung der einzelnen Stör- und Nutzleistungsanteile sind realistische Werte für die gegenseitigen Korrelationen notwendig. Diese können nur auf der Grundlage von Messungen gewonnen werden. Dabei ist es sinnvoll, eine Abhängigkeit des Korrelationskoeffizienten von der azimuthalen Einfallswinkeldifferenz zweier betrachteter Signalanteile einzuführen. Dies ist einerseits durch die physikalische Wellenausbreitung begründet und andererseits lässt eine solche funktionale Abhängigkeit eine differenzierte Modellierung im Netzplanungswerkzeug zu. Geht man davon aus, dass der Leistungstransport vom Sender zum Empfänger entlang der Verbindungslinie vom Sender zum Empfänger erfolgt, so ist maximale Korrelation zwischen den Signalen zweier Signale unterschiedlicher Sender zu erwarten für den Fall, dass die beiden Sender und der Empfänger in der Azimuthebene eine Linie bilden. Für diesen Fall weisen die beiden durch Morphographie, Topographie, Höhe und Richtdiagramm der Sendeantennen bestimmten Funkstrecken zwischen den beiden Sendern und dem Empfänger die größte Ähnlichkeit auf. Mit wachsender azimuthaler Winkeldifferenz zwischen den Haupteinfallsrichtungen, die durch den zwischen den Verbindungslinien vom ersten Sender zum Empfänger und vom zweiten Sender zum Empfänger eingeschlossenen Winkel gebildet wird, ist eine abfallende Korrelation zwischen den Empfangssignalen zu erwarten. In **Bild 3-18** ist der Korrelationskoeffizient zwischen den Signalen zweier Sender als Funktion der azimuthalen Winkeldifferenz der Haupteinfallsrichtungen auf Basis der Nachverarbeitung einer flächendeckenden Messkampagne [Gas00.2] dargestellt. In dieser Messkampagne wurden synchrone Impulsantwortmessungen in Berlin zu den Sendern Alexanderplatz, Schäferberg und Zeuthen bei einer Trägerfrequenz von 714 MHz mit einer Messbandbreite von 8 MHz durchgeführt. Insgesamt wurden für ca. 500 km Wegstrecke im Abstand von 17,9 cm Kanalimpulsantworten aufgezeichnet. Zur Berechnung der in **Bild 3-18** dargestellten Korrelation wurden die entlang der Messstrecken vorliegenden Empfangsleistungswerte zunächst einer gleitenden Mittelwertbildung über 15 m unterzogen. Die nun vorliegenden Werte repräsentieren den langsamen Schwund. Jede Messstrecke wurde in Abschnitte von 150 m Länge unterteilt, über die jeweils ein einzelner paarweiser Korrelationskoeffizient zwischen je zwei der drei Folgen von Empfangsleistungswerten gemäß Gl. (3.83) berechnet wurde. Die Menge aller auf diese Weise berechneten Korrelationskoeffizienten wurde bezüglich der azimuthalen



**Bild 3-18:** Korrelation zwischen zwei am Empfänger eintreffenden Folgen von Empfangsleistungswerten mit langsamem Schwund als Funktion der azimuthalen Winkeldifferenz der Haupteinfallsrichtungen.

Winkeldifferenz der Haupteinfallsrichtungen in Klassen zu  $10^\circ$  Klassenbreite eingeteilt und durch gewichtete Mittelung nach [Gra78] zu einem mittleren Korrelationskoeffizienten für jede Winkelklasse zusammengefasst. Das Ergebnis nach **Bild 3-18** weist eine gute Übereinstimmung mit einem in [Sor99] genannten Ergebnis für Messungen bei 900 MHz auf. Zwischenzeitlich ist das Ergebnis nach **Bild 3-18** im Planungswerkzeug zur Sendernetzplanung des Rundfunkbereiches der Deutschen Telekom zur realistischen Überlagerung von Teilsignalen bei der Versorgungsprognose berücksichtigt.

Für das bereits im Zusammenhang mit den Messungen erwähnte DVB-T Gleichwellennetz in Berlin, bestehend aus den Sendern Alexanderplatz, Schäferberg und Zeuthen wurden Versorgungsprognosen für die DVB-T-Versorgung im 2k-FFT-Modus mit Guardintervall  $1/4$  bei 16-QAM und Coderate  $2/3$  bei 714 MHz durchgeführt. Als Ausbreitungsmodell wird ein 2-dimensionales Modell nach [Kuh98] auf der Basis einer  $5''$  Rasterdatenbank für Topographie und Morphographie verwendet. In Tabelle 3-1 sind weitere Senderparameter dieses Netzes angegeben. Zur besseren Übersicht wurden die realen Antennendiagramme nicht berücksichtigt und für alle drei Sender für die Prognose ein omnidirektionales Antennendiagramm angenommen. **Bild 3-19** zeigt das Ergebnis der Versorgungsprognose, d.h.  $p_{lo}(x_i, y_i)_{oKorr}$  für den Fall, dass die Korrelation sowohl für die Einzelanteile, als auch zwischen den

**Tab. 3-1:** Senderdaten des Gleichwellennetzes Berlin.

Sender	Antennenhöhe	Sendeleistung (EIRP)
Alexanderplatz	353 m	36 dBW
Schäferberg	120 m	39 dBW
Zeuthen	75 m	43 dBW

gesamten Nutz- und Störsignalen, verschwindet. Demgegenüber ist in **Bild 3-20** für sonst gleiche Parameter die prognostizierte Versorgung  $p_{lo}(x_i, y_i)_{Korr}$  nach Gl. (3.79) mit Berücksichtigung der Korrelation gemäß **Bild 3-18** bei der Überlagerung der Nutz- und Störleistungsanteile dargestellt. In **Bild 3-21** ist die Differenz  $\Delta p_{lo}(x_i, y_i) = p_{lo}(x_i, y_i)_{Korr} - p_{lo}(x_i, y_i)_{oKorr}$  zwischen der Versorgung aus **Bild 3-19** ohne Berücksichtigung der Korrelation zur Versorgung nach **Bild 3-20** mit Berücksichtigung der winkelabhängigen Korrelation dargestellt. Es ergeben sich in großen Bereichen des Versorgungsgebietes erhebliche Unterschiede im Versorgungsgrad: Innerhalb des durch die drei Sender gebildeten Dreiecks nimmt die Versorgung aufgrund nichtverschwindender Korrelationen der Nutzsignalanteile teilweise geringfügig ab. Der statistische Gleichwellengewinn (Makrodiversity) fällt hier geringer aus. Stellvertretend für andere Bereiche, in denen sich die Versorgungswahrscheinlichkeit bei Berücksichtigung der Korrelation erhöht, werde nun das Gebiet nordöstlich des Senders Alexanderplatz betrachtet. In diesem Gebiet trägt der Sender Alexanderplatz hauptsächlich zur Nutzsignalleistung und der Sender Schäferberg maßgeblich infolge einer Guardintervallverletzung zur Störleistung bei. Aufgrund der starken Korrelation von Nutz- und Störleistung - in diesem Gebiet fallen die beiden Sender aus nahezu gleicher Richtung an einem Empfänger ein - erhöht sich die Versorgungswahrscheinlichkeit im Vergleich zur Versorgungsprognose mit unkorrelierten Nutz- und Störsignalen. Dieses Beispiel zeigt deshalb deutlich, dass für eine gute Versorgungsprognose die exakte Modellierung unter Einbeziehung der Korrelation zwischen den überlagerten Nutz- und Störleistungsanteilen notwendig ist, um große Fehler bei der Versorgungsprognose zu vermeiden.

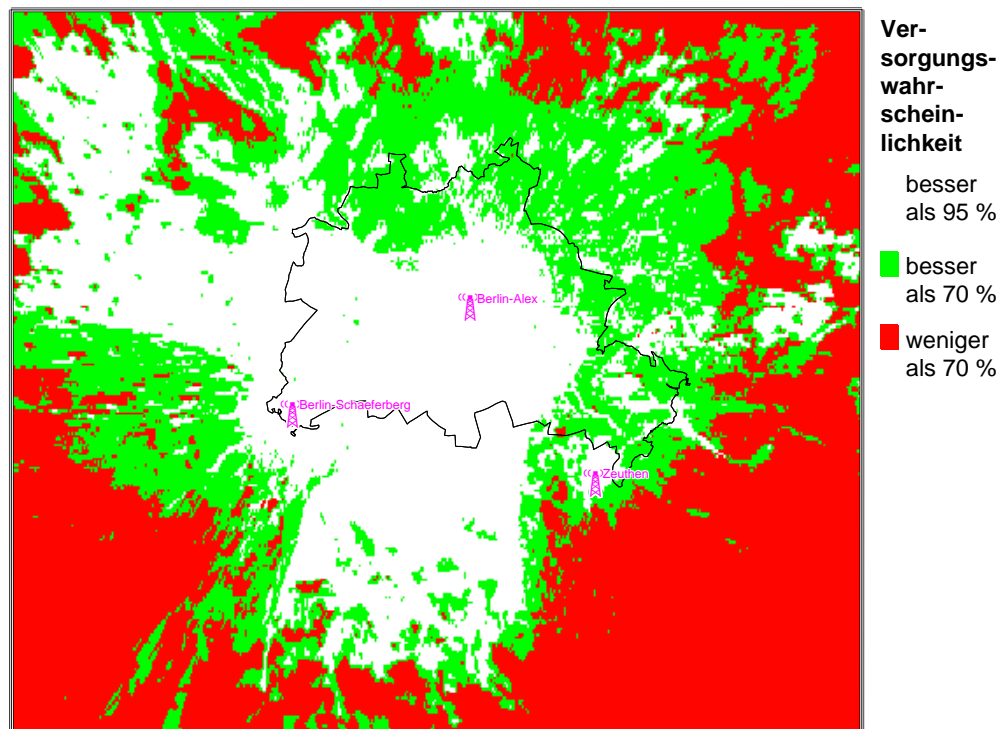


Bild 3-19: Versorgungsprognose ohne Berücksichtigung der Korrelation für ein Gleichwellennetz in Berlin.

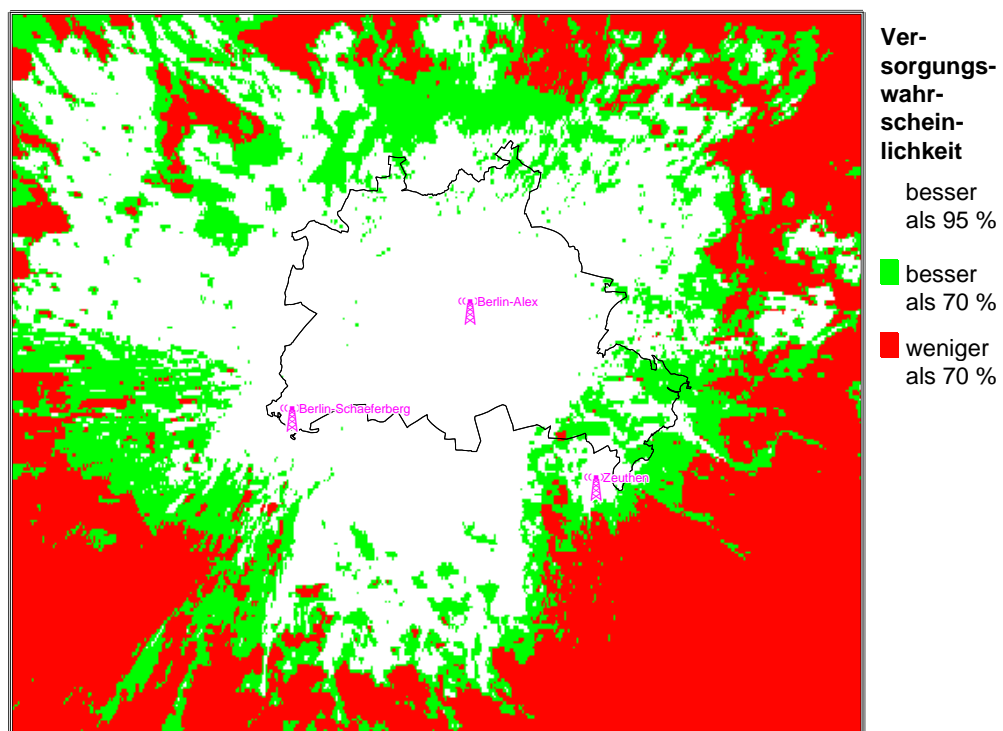
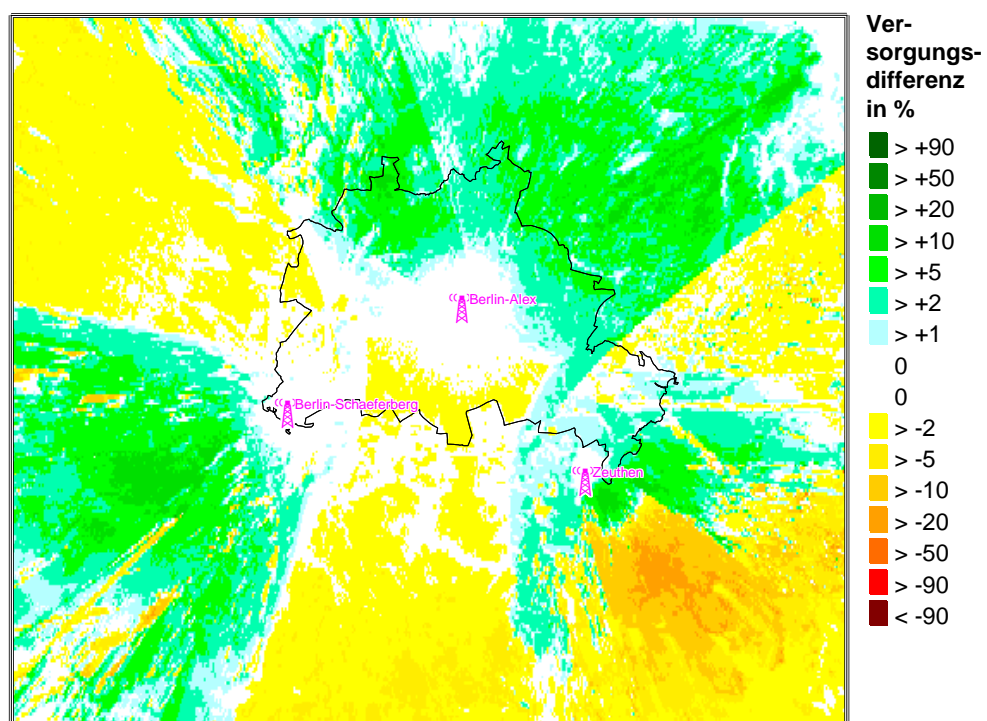


Bild 3-20: Versorgungsprognose mit Berücksichtigung der winkelabhängigen Korrelation für ein Gleichwellennetz in Berlin.

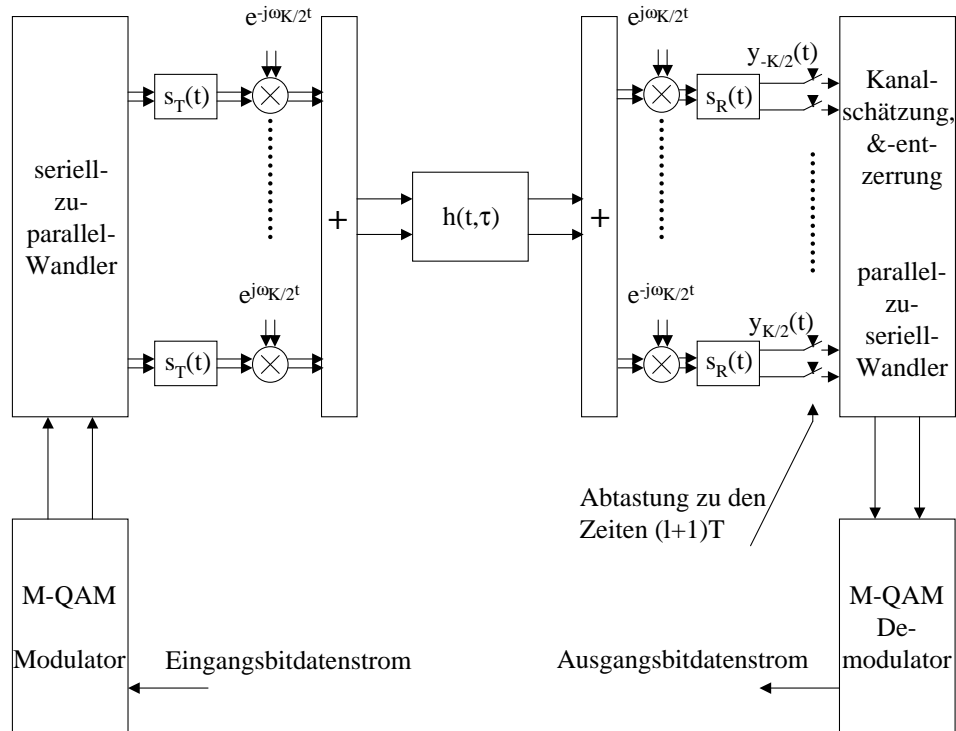


**Bild 3-21:** Differenz zwischen Versorgung ohne und mit Berücksichtigung der winkelabhängigen Korrelation für ein Gleichwellennetz in Berlin.

## 4 Analytische Bestimmung der Bitfehlerhäufigkeit ohne Kanalcodierung

Im vorliegenden Kapitel wird die Leistungsfähigkeit von OFDM-Übertragungssystemen mit absoluter Modulation der Unterträger und pilotsymbolgestützter Kanalschätzung am Beispiel des DVB-T-Systems für den Mobilempfang analysiert. Die Leistungsfähigkeit in einer mobilen Empfangsumgebung wird in diesem Kapitel zum einen durch analytische Abschätzungen der uncodierten Bitfehlerwahrscheinlichkeit und zum anderen durch eine Degradation des  $SNR$ , die durch einen additiven Rauschanteil modelliert wird, beschrieben. Neben einem vertieften Verständnis des Zusammenspiels von Funkkanaleigenschaften und gewählter Parameter des DVB-T-Übertragungssystems, insbesondere der Kanalschätzung, erlaubt die analytische Abschätzung eine wesentlich schnelle Abschätzung der Bitfehlerhäufigkeit im Vergleich zur Monte-Carlo-Simulation. Dadurch eignen sich die analytischen Verfahren besonders zur Anwendung in der Funknetzplanung zur Prognose der Versorgungswahrscheinlichkeit.

Im folgenden wird ein OFDM-Übertragungssystem nach **Bild 4-1** betrachtet. Das



**Bild 4-1:** OFDM-Übertragungssystem.

OFDM-Sendesignal sei in komplexer Basisbanddarstellung zu

$$x(t) = \sum_{k=-K/2}^{K/2} \sum_{l'=-\infty}^{\infty} S_k(l') s_T(t - l') e^{j\omega_k t} \quad (4.1)$$

gegeben. Hierin bezeichnet  $\omega_k = k \cdot \Delta\omega$  mit  $k \in -K/2, \dots, 0, \dots, +K/2$  und dem Unterträgerabstand  $\Delta f = \Delta\omega/2\pi$  die  $k$ -te Unterträgerfrequenz. Mit einer im folgenden betrachteten  $M$ -stufigen QAM der Unterträger nehmen die Inphase-,  $a_{Ik}(l')$ , und Quadraturkomponenten,  $a_{Qk}(l')$ , der komplexen Modulationssignale  $S_k(l') = a_{Ik}(l') + j \cdot a_{Qk}(l')$  die diskreten Werte  $2m-1-\sqrt{M}$  mit  $m = 1, 2, \dots, \sqrt{M}$  an. Für den rechteckförmigen Sendegrundimpuls  $s_T(t)$  der Dauer  $T$  mit der Energie  $E_s$  gilt

$$s_T(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_s}{T}} & \text{für } 0 \leq t < T, \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (4.2)$$

Das Empfangsfilter  $s_R(t)$  ist ebenfalls rechteckförmig, wertet das Empfangssignal jedoch nur während der Zeit  $T_s = T - T_g$  aus. Für das Empfangsfilter gilt

$$s_R(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} & \text{für } 0 \leq t < T_s, \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (4.3)$$

Mit der Dauer  $T$  des Sendepulses und der Guardintervalllänge  $T_g$  folgt für den Unterträgerabstand  $\Delta f = 1/(T - T_g)$ .

Für den Funkkanal des Übertragungssystems wird im folgenden ein WSSUS-Modell gemäß Kapitel 3.3 zugrundegelegt. Die zeitvariante Übertragungsfunktion wird als Summe gewichteter Diracimpulse beschrieben:

$$h(\tau, t) = \sum_{\nu=1}^p h_\nu(t) \delta(\tau - \tau_\nu). \quad (4.4)$$

Dabei ist jeder diskrete Ausbreitungspfad  $\nu$  charakterisiert durch seine Verzögerungszeit  $\tau_\nu$  und das Doppler-Leistungsspektrum  $P_{T\nu}(f_d)$  der komplexen, mittelwertfreien Gauß'schen Zufallsvariablen  $h_\nu(t)$  mit der mittleren Leistung  $\sigma_\nu^2$ . Vereinfachend wird eine reine Streuenausbreitung mit verschwindendem Rice-Anteil betrachtet. Das Doppler-Leistungsdichtespektrum  $P_{T\nu}(f_d)$  berechnet sich aus der Fouriertransformierten der Autokorrelierten von  $h_\nu(t)$ .

Das Empfangssignal am Empfängereingang ergibt sich nach Übertragung über den zeitveränderlichen Mehrwegekanal nach Gl. (4.4) durch Faltung des Sendesignals mit der Kanalimpulsantwort zu

$$r(t) = \int_0^{+\infty} x(t - \tau) h(\tau, t) d\tau + n(t), \quad (4.5)$$

wobei  $n(t)$  als komplexes, Gauß-verteiltes Rauschen mit der zweiseitigen Leistungsdichte  $N_0/2$  das thermische Rauschen repräsentiert. Der OFDM-Demodulator bewirkt eine (Mis-)Matched-Filterung - siehe Gl. (2.4) auf jeder Unterträgerfrequenz mit dem rechteckförmigen Empfangsfilter gemäß Gl. (4.3) und es ergibt sich am Ausgang des OFDM-Demodulators für die Entscheidungsvariable  $y_k(t)$  für den Unterträger  $k$

$$y_k(t) = [r(t)e^{-j\omega_k t}] \star s_R(t), \quad k = -K/2, \dots, 0, \dots, +K/2. \quad (4.6)$$

Einsetzen von Gl. (4.6), (4.3) unter Verwendung der Kanalbeschreibung nach Gl. (4.4) in Gl. (4.6) und Abtastung zu den Zeiten  $t_l = (l+1)T$  liefert [San96]

$$y_k[(l+1)T] = S_k(l) \sum_{\nu=1}^p r_{k,k,\nu}(T - \tau_\nu, l) e^{-j\omega_k \tau_\nu}$$

$$\begin{aligned}
& + \sum_{l' \neq l} S_k(l') \sum_{\nu=1}^p r_{k,k,\nu}[(l-l'+1)T - \tau_\nu, l'] e^{-j\omega_k \tau_\nu} \\
& + \sum_{k' \neq k} \sum_{l'} S_{k'}(l') e^{j\Delta\omega_{k',k} l' T} \sum_{\nu=1}^p r_{k',k,\nu}[(l-l'+1)T - \tau_\nu, l'] e^{-j\omega_k \tau_\nu} \\
& + \eta_k[(l+1)T].
\end{aligned} \tag{4.7}$$

Der erste Term in Gl. (4.7) stellt das gewünschte Empfangssignal dar, der zweite den Anteil der durch Intersymbolinterferenz (ISI) hervorgerufen wird und der dritte Term entspricht der Nachbarkanalstörung (ACI) aller Unterträger auf den Unterträger  $k$ .

Mit  $\Delta\omega_{k',k} = (k' - k)\Delta\omega$  folgt für die  $r_{k',k,\nu}$  in Gl. (4.7)

$$r_{k',k,\nu}(t, l') = \begin{cases} \frac{2E_s}{\sqrt{TT_s}} \int_0^t h_\nu(\tau + l'T) e^{j\Delta\omega_{k',k}\tau} d\tau & 0 \leq t < T_s \\ \frac{2E_s}{\sqrt{TT_s}} \int_{t-T_s}^t h_\nu(\tau + l'T) e^{j\Delta\omega_{k',k}\tau} d\tau & T_s \leq t < T \\ \frac{2E_s}{\sqrt{TT_s}} \int_{t-T_s}^T h_\nu(\tau + l'T) e^{j\Delta\omega_{k',k}\tau} d\tau & T \leq t < T + T_s \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \tag{4.8}$$

Für den mittelwertfreien, komplexwertigen Gauß-verteilten Rauschprozess

$$\eta_k(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} n(\tau) e^{-j\omega_k \tau} s_R(t - \tau) d\tau \tag{4.9}$$

ergibt sich für die Varianz der Inphase- und Quadraturkomponente

$$\sigma_N^2 = \frac{1}{2} E\{\eta_k \eta_k^*\} = 2E_s N_0. \tag{4.10}$$

## 4.1 Intersymbolinterferenz

Als Intersymbolinterferenz wird die Superposition von Signalanteilen vorheriger Symbole aus den Zeitschritten  $l'$  zum aktuell betrachteten Symbol im Zeitschritt  $l$  verstanden. Nach Gl. (4.7) werden diese Anteile durch die Summe

$$X_{ISI_k}[(l+1)T] = \sum_{l' \neq l} S_k(l') \sum_{\nu=1}^p r_{k,k,\nu}[(l-l'+1)T - \tau_\nu, l'] e^{-j\omega_k \tau_\nu} \tag{4.11}$$

für den  $k$ -ten Unterträger repräsentiert. Zur weiteren Analyse der Intersymbolinterferenz werde ohne Beschränkung der Allgemeinheit nur der Unterträger für  $k = 0$ , d.h.  $\omega_0 = 0$  betrachtet und der Frequenzindex  $k$  zur besseren Übersicht weggelassen. Aufgrund der Stationarität des Kanals und des Sendesignals und damit des Empfangssignals kann zur Berechnung der Störleistung durch Intersymbolinterferenz ein beliebiger Abtastzeitpunkt  $l$  betrachtet werden; es sei im folgenden deshalb  $l = 1$ . Vereinfachend sei ferner angenommen, dass das Gedächtnis des Kanals, d.h. die Zeitdifferenz zwischen dem Ausbreitungspfad mit der längsten Laufzeit und dem mit der kürzesten Laufzeit höchstens der zweifachen Symboldauer  $T$  entspricht. Dann ruft lediglich das unmittelbar vorangegangene Symbol  $l'$  Intersymbolinterferenz hervor und für  $l = 1$  ist nur  $l' = 0$  zu betrachten. Mit diesen Annahmen ergibt sich aus Gl. (4.11) für den Intersymbolanteil

$$X_{ISI}[2T] = S(0) \cdot \sum_{\nu=1}^p r_\nu[2T - \tau_\nu, 0]. \tag{4.12}$$



Zur Berechnung der Leistung des Intersymbolanteils muss die Varianz der Summe der mittelwertfreien, Gauß-verteilten Variablen  $r_\nu[2T - \tau_\nu, 0]$  berechnet werden. Unter der Voraussetzung statistisch unabhängiger, mittelwertfreier Sendesymbole einer  $M$ -stufigen QAM mit dem Erwartungswert  $E\{S(l')S^*(l')\} = 2(M-1)/3$  ist die Varianz der Intersymbolinterferenz gegeben zu

$$\sigma_{ISI}^2 = \frac{M-1}{3} E\left\{ \sum_{\nu=1}^p r_\nu[2T - \tau_\nu, 0] \cdot \sum_{\nu=1}^p r_\nu^*[2T - \tau_\nu, 0] \right\}. \quad (4.13)$$

Durch Einsetzen von Gl. (4.8) in Gl. (4.13) und unter Berücksichtigung statistisch unabhängiger Ausbreitungspfade  $\nu$  folgt schließlich

$$\begin{aligned} \sigma_{ISI}^2 &= \frac{2(M-1)E_s^2}{3TT_s} \sum_{\nu=1}^p E\left\{ \int_{u_\nu}^{v_\nu} h_\nu(\tau) d\tau \cdot \int_{u_\nu}^{v_\nu} h_\nu^*(\tau) d\tau \right\} \\ &= \frac{2(M-1)E_s^2}{3TT_s} \sum_{\nu=1}^p \int_{u_\nu}^{v_\nu} \int_{u_\nu}^{v_\nu} E\{h_\nu(\tau_1)h_\nu^*(\tau_2)\} d\tau_1 d\tau_2 \\ &= \frac{2(M-1)E_s^2}{3TT_s} \sum_{\nu=1}^p \int_{u_\nu}^{v_\nu} \int_{u_\nu - \tau_1}^{v_\nu - \tau_1} R_\nu(\xi) d\xi d\tau_1 \end{aligned} \quad (4.14)$$

worin  $R_\nu(\xi)$  die Autokorrelationsfunktion mit  $\xi = \tau_2 - \tau_1$  des  $\nu$ -ten Ausbreitungspfadendes beschreibt und folgende Integrationsgrenzen gemäß Gl. (4.8) einzusetzen sind:

$$(u_\nu, v_\nu) = \begin{cases} (0, 2T - \tau_\nu) & 0 \leq 2T - \tau_\nu < T_s \\ (2T - \tau_\nu - T_s, 2T - \tau_\nu) & T_s \leq 2T - \tau_\nu < T \\ (2T - \tau_\nu - T_s, T) & T \leq 2T - \tau_\nu < T + T_s \\ (0, 0) & \text{sonst.} \end{cases} \quad (4.15)$$

Um den Ausdruck nach Gl. (4.14) weiter auswerten zu können, wird im folgenden eine omnidirektionale Empfangsantenne sowie ein "Jakes"-Dopplerleistungsdichtespektrum entsprechend Gl. (3.42) vorausgesetzt. Damit ergibt sich nachfolgende Autokorrelationsfunktion durch Fouriertransformation von  $P_{T\nu}(f_d)$ :

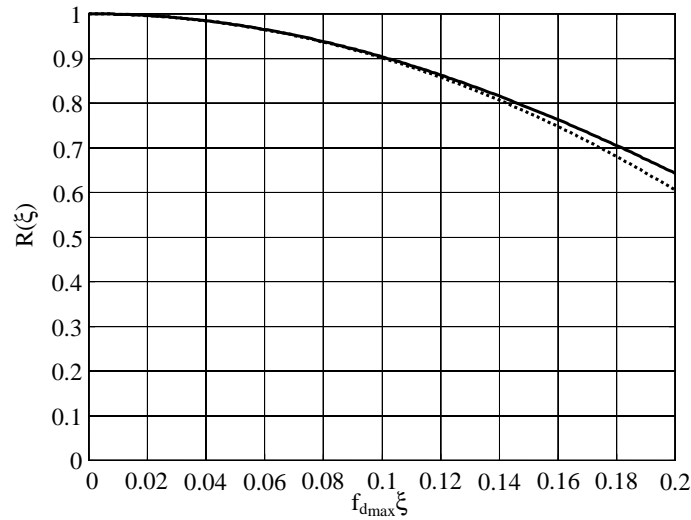
$$R_\nu(\xi) = \sigma_\nu^2 \cdot J_0(2\pi f_{d_{max}} \xi). \quad (4.16)$$

Hierin ist  $J_0$  die Bessel-Funktion 0-ter Ordnung erster Art und  $\sigma_\nu^2$  der Beitrag des  $\nu$ -ten Pfades an der mittleren Gesamtleistung des Empfangssignals. Für kleine Argumente ( $2\pi f_{d_{max}} |\xi| \ll 1$ ) kann die Bessel-Funktion durch

$$R_\nu(\xi) \approx \sigma_\nu^2 \left( 1 - (\pi f_{d_{max}}^{(\nu)} \xi)^2 \right) \quad (4.17)$$

genähert werden. **Bild 4-2** zeigt zum Vergleich den exakten Verlauf von  $R(\xi)$  nach Gl. (4.16) sowie den Verlauf der Näherung nach Gl. (4.17) als Funktion von  $f_{d_{max}} \xi$  für  $\sigma_\nu^2 = 1$ . Für Dopplerfrequenzen  $f_{d_{max}} < 200$  Hz und Zeitdifferenzen  $\xi < 1$  ms stimmt die Näherung sehr gut mit dem exakten Verlauf überein. Mit der Normierung der Summe der Varianzen der Ausbreitungspfade auf eins gemäß

$$\sum_{\nu=1}^p \sigma_\nu^2 = 1 \quad (4.18)$$



**Bild 4-2:** Autokorrelation nach Gl. ( 4.16) (durchgezogen) und Näherung nach Gl. ( 4.17) (punktiert).

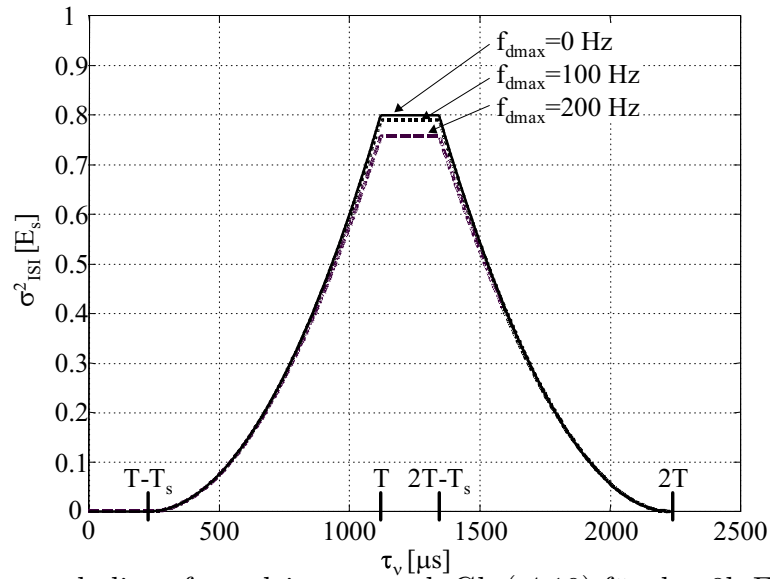
folgt nach Einsetzen von Gl. ( 4.17) in Gl. ( 4.14) mit den Integrationsgrenzen  $u_\nu$  und  $v_\nu$  nach Gl. ( 4.15)

$$\sigma_{ISI}^2 = \frac{2(M-1)E_s^2}{3TT_s} \cdot \sum_{\nu=1}^p \sigma_\nu^2 \left[ (v_\nu - u_\nu)^2 - \frac{1}{3}(\pi f_{dmax}^{(\nu)})^2 \left( 2(v_\nu^3 - u_\nu^3)(v_\nu - u_\nu) - \frac{3}{2}(v_\nu^2 - u_\nu^2)^2 \right) \right] . \quad (4.19)$$

Ein Beispiel soll das Ergebnis nach Gl. ( 4.19) verdeutlichen:  $T_s = 896 \mu s$ ,  $T = 1120 \mu s$  entsprechend dem 8k-FFT-Mode mit Guardintervall 1/4 bei DVB-T,  $M = 4$  (QPSK) und  $\sigma_\nu^2 = 1$ . Für dieses Beispiel ist in **Bild 4-3** der Verlauf der Intersymbolinterferenzleistung bezogen auf die Symbolenergie  $\sigma_{ISI}^2/E_s$  nach Gl. ( 4.19) als Funktion der Pfadlaufzeit  $\tau_\nu$  für die Dopplerfrequenzen  $f_{dmax} = 0$  Hz, 100 Hz und 200 Hz dargestellt. Für Pfadlaufzeiten, die kürzer als das Guardintervall sind, verschwindet die Intersymbolinterferenz. Pfadlaufzeiten die das Guardintervall überschreiten, tragen mit einem nahezu quadratisch mit der Laufzeit wachsendem Anteil zur Interferenzleistung bei, bis für  $\tau_\nu = T$  das Maximum erreicht wird. Da zum Beginn des Unterkapitels die Voraussetzung gemacht wurde nur die Intersymbolinterferenz zu betrachten, die durch ein unmittelbar dem betrachteten Symbol vorausgegangenes Symbol erzeugt wird, klingt die Intersymbolinterferenz nach **Bild 4-3** für  $\tau_\nu > 2T - T_s$  wieder ab, um ab  $2T$  ganz zu verschwinden. Mit zunehmender Zeitvarianz des Kanals, d.h. mit steigender maximaler Dopplerfrequenz, sinkt die Intersymbolinterferenz geringfügig gegenüber einem statischen Kanal ab.

## 4.2 Interferenz durch Übersprechen der Unterträger

Im vorliegenden Kapitel soll von der vereinfachten Annahme ausgegangen werden, dass die Intersymbolinterferenz verschwindet, d.h.  $\tau_{\nu max} < T - T_s$ , womit alle Mehrwegekomponenten den Empfänger innerhalb des Guardintervalls erreichen. Für den



**Bild 4-3:** Intersymbolinterferenzleistung nach Gl. ( 4.19) für den 8k-FFT-Mode von DVB-T mit 1/4 Guardintervall:  $T = 1120 \mu s$ ,  $T_s = 896 \mu s$ ,  $M = 4$  und  $\sigma_\nu = 1$ .

Signalteil am Matched-Filterausgang, der durch Übersprechen (ACI) aller übrigen Unterträger auf den Unterträger  $k$  im  $l'$ -ten Symbol erzeugt wird, gilt mit Gl. ( 4.7)

$$X_{ACI_k}(l') = \sum_{k' \neq k} S_{k'}(l') e^{j\Delta\omega_{k',k}l'T} \sum_{\nu=1}^p r_{k',k,\nu}(T - \tau_\nu, l') e^{-j\omega_k \tau_\nu}. \quad (4.20)$$

Das ACI-Signal nach Gl. ( 4.20) besteht aus der Summe über alle Unterträger mit Ausnahme des aktuell betrachteten Unterträgers und somit im Falle von DVB-T über eine große Anzahl unabhängiger Summanden, so dass im folgenden von einer Gaußverteilung für  $X_{ACI_k}$  ausgegangen wird. Zur Berechnung der Störleistung des ACI-Anteils sind die Varianzen der mittelwertfreien, Gauß-verteilten Variablen  $r_{k',k,\nu}(T - \tau_\nu, l')$  zu berechnen. Zur Berechnung der Varianzen wird zur Vereinfachung im folgenden von einer Guardintervalllänge von  $T - T_s = 0$  ausgegangen; d.h. es wird nicht zwischen ACI-Anteilen innerhalb bzw. außerhalb des Guardintervalls unterschieden, sondern es erfolgt eine "Worst Case" Abschätzung. Ferner wird die Berechnung der Varianz aufgrund der Stationarität des betrachteten stochastischen Prozesses o.B.d.A für  $l' = 0$  durchgeführt. Somit ergibt sich

$$\begin{aligned} \sigma_r^2(k', k) &= \frac{1}{2} E \left\{ \sum_{\nu} r_{k',k,\nu}(T - \tau_\nu, 0) \sum_{\nu} r_{k',k,\nu}^*(T - \tau_\nu, 0) \right\} \\ &= \left( \frac{2E_s}{T} \right)^2 \int_0^T \int_0^T \frac{1}{2} E \left\{ \sum_{\nu=1}^p h_\nu(\tau_1) \sum_{\nu=1}^p h_\nu^*(\tau_2) \right\} e^{j\Delta\omega_{k',k}(\tau_2 - \tau_1)} d\tau_1 d\tau_2 \\ &= \left( \frac{2E_s}{T} \right)^2 \sum_{\nu=1}^p \int_0^T \int_{-\tau_1}^{T-\tau_1} R_\nu(\xi) e^{j\Delta\omega_{k',k}\xi} d\xi d\tau_1. \end{aligned} \quad (4.21)$$

Die Summation über die Pfade  $\nu$  in der letzten Zeile in Gl. ( 4.21) erfolgt nach der Integration, da die Ausbreitungspfade entsprechend dem WSSUS-Modell als unkorreliert vorausgesetzt wurden. Um Gl. ( 4.21) weiter auswerten zu können wird zunächst

wieder die Näherung nach Gl. ( 4.17) für die Autokorrelationsfunktionen  $R_\nu(\xi)$  verwendet. Zusammen mit der Normierung nach Gl. ( 4.18) ergibt sich schließlich für die Varianz der Variablen  $r_{k',k,\nu}(T - \tau_\nu, 0)$  nach Einsetzen in Gl. ( 4.21) für  $k' \neq k$ :

$$\sigma_r^2(k', k) = \sum_{\nu=1}^p \frac{(f_{d_{max}}^{(\nu)} T)^2 (2E_s)^2}{4(k' - k)^2} \sigma_\nu^2. \quad (4.22)$$

Unter der Voraussetzung statistisch unabhängiger, mittelwertfreier Sendesymbole mit dem Erwartungswert  $E\{S_{k'} S_{k'}^*\} = 2(M - 1)/3$  folgt aus Gl. ( 4.20) und Gl. ( 4.22) für die Varianz des ACI-Anteils

$$\begin{aligned} \sigma_{ACI_k}^2 &= \frac{1}{2} E\{X_{ACI_k} X_{ACI_k}^*\} \\ &= \frac{M-1}{3} \sum_{k' \neq k} \sigma_r^2(k', k) \\ &= \frac{M-1}{3} \sum_{k' \neq k} \sum_{\nu=1}^p \frac{(f_{d_{max}}^{(\nu)} T)^2 (2E_s)^2}{4(k' - k)^2} \sigma_\nu^2. \end{aligned} \quad (4.23)$$

In [San96] wird gezeigt, dass für eine genügend große Anzahl von Unterträgern ( $k \approx 40$ ) die Summe über alle  $k' \neq k$  in Gl. ( 4.23) durch eine obere Grenze abgeschätzt werden kann und sich damit folgende Varianz infolge des ACI-Anteils ergibt:

$$\sigma_{ACI_k}^2 \leq \frac{2(M-1)}{3} \sum_{\nu=1}^p \sigma_\nu^2 (2E_s f_{d_{max}}^{(\nu)} T)^2. \quad (4.24)$$

Zur Abschätzung der Intersymbolinterferenz nach Gl. ( 4.19) sowie zur Abschätzung der Interferenz durch Übersprechen der Unterträger nach Gl. ( 4.24) wurde die Näherung nach Gl. ( 4.17) benutzt. Eine exakte Lösung zur Berechnung des ISI- als auch des ACI-Anteils kann durch Formulierung der Integrationsaufgabe im Dopplerfrequenzbereich gefunden werden [Zim96]. Die Autokorrelation  $R(\xi)$  und das Dopplerleistungsdichtespektrum  $P_T(f_d)$  sind über die inverse Fouriertransformation gemäß

$$R(\xi) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_T(f_d) e^{j2\pi f_d \xi} df_d \quad (4.25)$$

miteinander verknüpft. Wird diese Beziehung in Gl. ( 4.14) eingesetzt, so folgt nach kurzer Zwischenrechnung

$$\begin{aligned} \sigma_{ISI}^2 &= \frac{2(M-1)E_s^2}{3TT_s} \sum_{\nu=1}^p \int_{u_\nu}^{v_\nu} \int_{u_\nu - \tau_1}^{v_\nu - \tau_1} \int_{-\infty}^{+\infty} P_{T_\nu}(f_d) \cdot e^{j2\pi f_d \xi} df_d d\xi d\tau_1 \\ &= \frac{2(M-1)E_s^2}{3TT_s} \sum_{\nu=1}^p \int_{-\infty}^{+\infty} P_{T_\nu}(f_d) \cdot (v_\nu - u_\nu)^2 \cdot \frac{\sin^2(\pi f_d (v_\nu - u_\nu))}{(\pi f_d (v_\nu - u_\nu))^2} df_d, \end{aligned} \quad (4.26)$$

wobei die Grenzen nach Gl. ( 4.15) einzusetzen sind.

Ebenso folgt durch Einsetzen von Gl. ( 4.25) in die zweite Zeile von Gl. ( 4.23) unter

Berücksichtigung von Gl. ( 4.21) nach kurzer Zwischenrechnung der exakte Ausdruck für den Störleistungsanteil infolge von ACI:

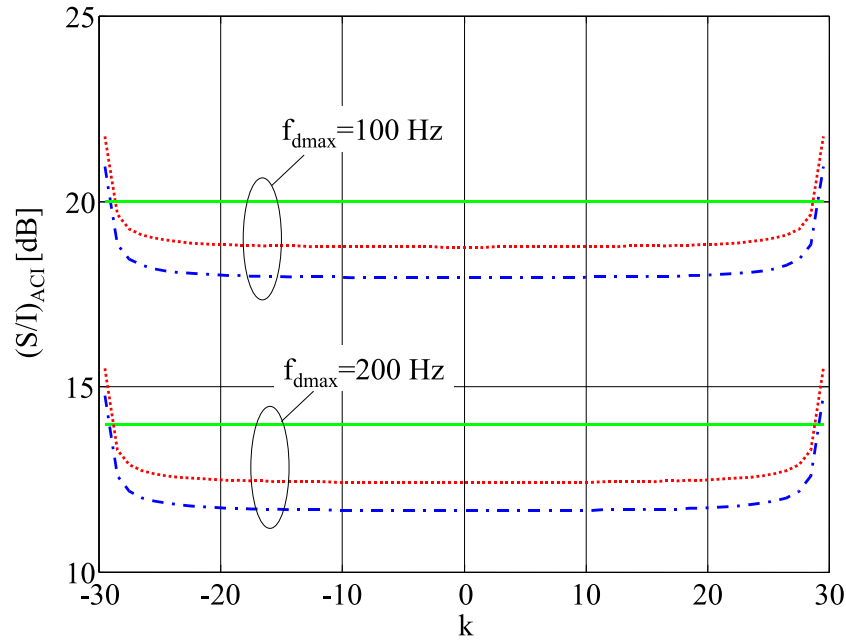
$$\begin{aligned}
\sigma_{ACI_k}^2 &= \frac{M-1}{3} \sum_{k' \neq k} \sigma_r^2(k', k) \\
&= \frac{2(M-1)E_s^2}{3T^2} \sum_{k' \neq k} \sum_{\nu=1}^p \int_0^T \int_{-\tau_1}^{T-\tau_1} R_\nu(\xi) e^{j\Delta\omega_{k',k}\xi} d\xi d\tau_1 \\
&= \frac{2(M-1)E_s^2}{3T^2} \sum_{k' \neq k} \sum_{\nu=1}^p \int_0^T \int_{-\tau_1}^{T-\tau_1} \int_{-\infty}^{+\infty} P_{T_\nu}(f_d) e^{j2\pi f_d \xi} \cdot e^{j\Delta\omega_{k',k}\xi} df_d d\xi d\tau_1 \\
&= \frac{2(M-1)E_s^2}{3T^2} \sum_{k' \neq k} \sum_{\nu=1}^p \int_{-\infty}^{+\infty} P_{T_\nu}(f_d) \cdot T^2 \cdot \frac{\sin^2(\pi(f + \frac{k'-k}{T-T_g})T)}{(\pi(f + \frac{k'-k}{T-T_g})T)^2} df_d. \quad (4.27)
\end{aligned}$$

Die Gln. ( 4.26) und ( 4.27) weisen gegenüber den Ausdrücken nach Gl. ( 4.14) und Gl. ( 4.23) den Vorteil auf, dass das Doppelintegral jeweils in ein Einfachintegral überführt wird. Damit ist eine effiziente Auswertung ohne Verwendung einer Näherung durch numerische Integrationsmethoden für beliebige Doppler-Leistungsdichtespektren möglich.

Zum Abschluss dieses Kapitels soll ein Beispiel die zu erwartenden Unterschiede bei der Berechnung der Störleistung infolge von ACI unter Verwendung der Näherung nach Gl. ( 4.23) bzw. Gl. ( 4.24) im Vergleich zur exakten Lösung gemäß Gl. ( 4.27) aufzeigen. Dazu ist in **Bild 4-4** der Verlauf der normierten und logarithmierten Varianz  $(S/I)_{ACI} = 10 \cdot \log 10 \left( \sigma_{ACI_k}^2 / \left( \frac{2(M-1)E_s^2}{3} \right) \right)$  als Funktion des Unterträgers  $k$  mit einer Gesamtanzahl von  $K = 58$  Unterträgern für  $T = 1$  ms und  $f_{dmax} = 100$  Hz und 200 Hz dargestellt. Man erkennt, dass die mittleren Unterträger das schlechteste  $(S/I)_{ACI}$  aufweisen und dass für die am Rand liegenden Unterträger die Störung infolge von ACI abnimmt. Zwischen der exakten Lösung und der Näherungslösung zur Berechnung der ACI ergeben sich nicht vernachlässigbare Unterschiede. Allerdings ist mit der Näherungslösung nach Gl. ( 4.23) in jedem Fall eine obere Abschätzung der ACI gewährleistet.

### 4.3 Pilotsymbolgestützte Kanalschätzung

Die Aufgabe der Kanalschätzung besteht darin, Schätzungen  $\hat{H}(l, k)$  der Übertragungsfunktion des Kanals für die diskreten Zeitpunkte  $l \cdot T$ ,  $l = 0, 1, \dots$  und die diskreten Frequenzen  $k/T_s$ ,  $k \in -K/2, \dots, K/2$  bereitzustellen. Diese Schätzwerte sind zur Demodulation der  $M$ -QAM modulierten Unterträger des OFDM-Signals erforderlich, um den aktuellen Frequenzgang auszugleichen, so dass die Entscheidergrenzen des Demodulators mit der Konstellation des Sendesignals übereinstimmen. Im folgenden wird langsamer Schwund vorausgesetzt, d.h. der Kanal kann für die Dauer eines Symbols als konstant angesehen werden. Zur Kanalschätzung werden im Sender in den Nutzdatenstrom Symbole  $P(l'', k'')$  in im allgemeinen äquidistanten Abständen in Zeit und Frequenz eingefügt, die im Empfänger bekannt sind. Ferner werde im folgenden zur Vereinfachung vorausgesetzt, dass die Position eines Pilotsymbols in der Frequenz unabhängig von der aktuellen Zeit bzw. vom aktuellen OFDM-Symbol



**Bild 4-4:** Signal-zu-Störleistung S/I durch ACI nach Gl. ( 4.23) (strichpunktiert), Gl. ( 4.27) (punktirt) und Gl. ( 4.24) (durchgezogen) für  $T = 1$  ms und  $K = 58$ .

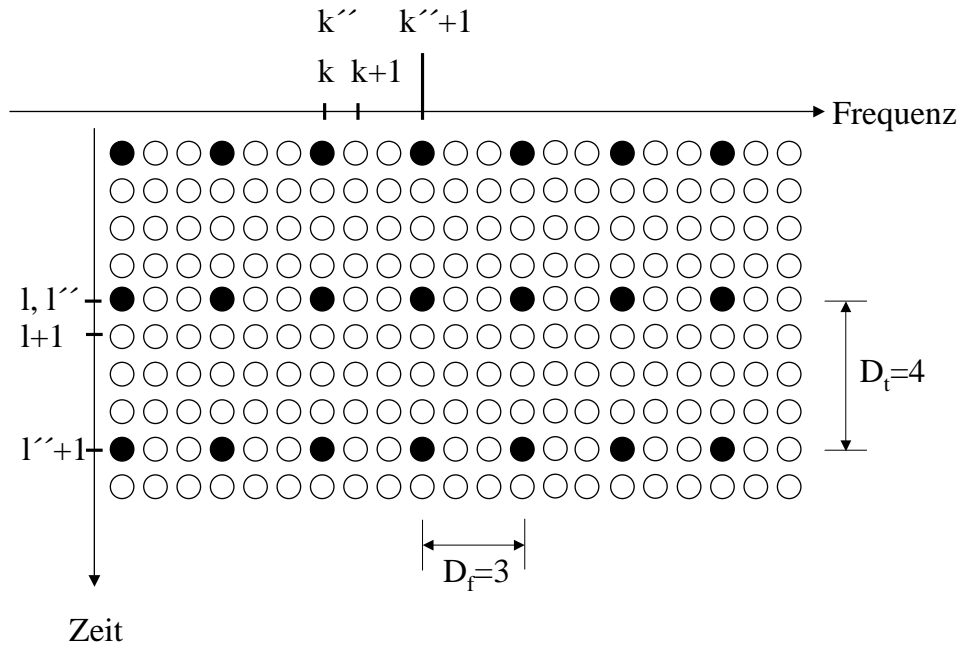
ist. Die Pilotsymbole liegen demzufolge auf den Kreuzungspunkten eines rechteckigen Gitters in der Zeit-Frequenzebene. Dies ist im Vergleich zum DVB-T-System, für das die Lage der Pilotsymbole in **Bild 2-4** angegeben ist, eine wesentliche Vereinfachung, da die Lage der vertretenen Pilote beim DVB-T-System vom aktuell betrachteten OFDM-Symbol, d.h. vom aktuellen Zeitschritt abhängig ist. Zur weiteren Vereinfachung werden Randeffekte infolge der Bandbegrenzung des OFDM-Signals in den folgenden Betrachtungen nicht berücksichtigt. **Bild 4-5** veranschaulicht die Lage der Pilot- und Datensymbole. Der Abstand zweier aufeinander folgender Piloten in Zeitrichtung, d.h. der zeitliche Abstand für zwei Pilotsymbole an den Positionen  $l''$  und  $l'' + 1$ , ist ein ganzzahliges Vielfaches  $D_t$  der Symboldauer  $T$ . Für den Abstand zweier benachbarter Pilotsymbole in Frequenzrichtung, also für zwei Pilote an den Positionen  $k''$  und  $k'' + 1$ , ergibt sich ein ganzzahliges Vielfaches  $D_f$  des Unterträgerabstandes  $1/T_s$ . Für das in Zeit und Frequenz abgetastete Empfangssignal  $R_{l'',k''}$  ergibt sich mit den Abtastwerten  $H_{l'',k''}$  der Kanalübertragungsfunktion und den additiven Rauschabtastwerten  $N_{l'',k''}$  an den Positionen  $(l'', k'')$  der im Empfänger bekannten Pilotsymbole  $P_{l'',k''}$

$$R_{l'',k''} = H_{l'',k''} \cdot P_{l'',k''} + N_{l'',k''}. \quad (4.28)$$

Eine Schätzung der Kanalübertragungsfunktion an den Stellen  $(l'', k'')$  erhält der Empfänger durch Normierung von Gl. ( 4.28) auf die Pilotsymbole:

$$\hat{H}_{l'',k''} = \frac{R_{l'',k''}}{P_{l'',k''}} = H_{l'',k''} + \frac{N_{l'',k''}}{P_{l'',k''}}. \quad (4.29)$$

Ausgehend von den Schätzwerten nach Gl. ( 4.29) muss der Empfänger durch geeignete Interpolation auch für die Datenpositionen  $(l, k)$  Schätzwerte  $\hat{H}(l, k)$  der Ka-



**Bild 4-5:** Äquidistante Pilotsymbole (ausgefüllte Kreise) in Zeit- und Frequenzrichtung. Sie sind auf den Kreuzungspunkten eines rechteckigen Gitters in den Nutzdatenstrom (Kreise) eingefügt.

nalübertragungsfunktion liefern. Für den im allgemeinen zeit- und frequenzdispersiven Mobilfunkkanal muss zur Rekonstruktion der Abtastwerte der Kanalübertragungsfunktion an den Positionen  $(l, k)$  aus den Schätzwerten  $\hat{H}_{l'', k''}$  das Abtasttheorem in Zeit- und Frequenzrichtung erfüllt sein. Dies bedeutet zum einen, dass bezüglich der maximalen Dopplerfrequenz

$$|f_{d_{max}}| \leq \frac{1}{2 \cdot D_t \cdot (T_s + T_g)} \quad (4.30)$$

erfüllt sein muss, damit eine Interpolation in zeitlicher Richtung möglich ist. Zum anderen muss die maximale Länge der Kanalimpulsantwort im Sinne des Abtasttheorems die Bedingung

$$\tau_{max} \leq \frac{T_s}{D_f} \quad (4.31)$$

erfüllen. Die Ungleichung (4.30) erlaubt eine grobe Abschätzung, bis zu welcher maximalen Dopplerfrequenz und damit unter Kenntnis der Trägerfrequenz bis zu welcher maximalen Geschwindigkeit eine Kanalschätzung möglich ist. Für DVB-T ergibt sich für den Fall, dass zunächst eine eindimensionale Interpolation in Zeitrichtung auf Grundlage der verstreuten Piloten durchgeführt wird,  $D_t = 4$ . Dann folgt beispielsweise für den 8k-FFT-Mode mit  $T_s = 896 \mu s$  und  $T_g = 224 \mu s$  bei einer Trägerfrequenz

von 800 MHz eine maximale Geschwindigkeit von ca. 150 km/h bis zu der das Abtasttheorem in Zeitrichtung erfüllt ist. Im übrigen erkennt man aus den Ungleichungen ( 4.30) und ( 4.31) zwei sich widersprechende Forderungen: wird die Symboldauer  $T_s$  verkleinert, so ist zwar für höhere Dopplerfrequenzen das Abtasttheorem in Zeitrichtung erfüllt, gleichzeitig verringert sich die maximal zulässige Impulsantwortdauer aufgrund des Abtasttheorems in Frequenzrichtung.

### 4.3.1 Optimale Interpolation mittels Wiener-Filter

In diesem Unterkapitel soll zunächst die Optimallösung für das pilotsymbolbasierte Kanalschätzproblem angegeben werden, um dann Vereinfachungen einzuführen, die zu praktikablen Implementierungen führen und im folgenden Unterkapitel quantitativ untersucht werden.

Die Schätzwerte der Übertragungsfunktion an den Positionen  $(l, k)$  erhält man aus den Schätzwerten an den Pilotpositionen und eines im allgemeinen zweidimensionalen Filters mit den Koeffizienten  $g(i, j)$  gemäß

$$\begin{aligned}\tilde{H}_{l,k} &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} g^{l,k}(i, j) \cdot \hat{H}((l'' - i) \cdot D_t, (k'' - j) \cdot D_f) \\ &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} g^{l,k}(i, j) \cdot \hat{H}([\lfloor l/D_t \rfloor - i]D_t, [\lfloor k/D_f \rfloor - j]D_f), \quad (4.32)\end{aligned}$$

wobei die Operation  $\lfloor \cdot \rfloor$  das Abschneiden des Argumentes auf die nächst kleinere ganze Zahl bezeichnet. Die hochgestellten Indices  $^{l,k}$  zeigen an, dass i.a. verschiedene Interpolationskoeffizienten für verschiedene Zeitpunkte  $l$  und verschiedene Frequenzen  $k$  verwendet werden müssen. Um ein kausales Filter zu erhalten, müssen die Summen begrenzt werden. Lediglich eine endliche Anzahl von Schätzwerten an den Positionen der Pilotsymbole geht in das Interpolationsergebnis ein. Mit der Anzahl von  $L_t$  Stützstellen in Zeitrichtung und der Anzahl von  $L_f$  Stützstellen in Frequenzrichtung ergibt sich das Interpolationsergebnis aus Gl. ( 4.32) zu

$$\tilde{H}_{l,k} = \sum_{i=-L_t/2-1}^{+L_t/2} \sum_{j=-L_f/2-1}^{+L_f/2} g^{l,k}(i, j) \cdot \hat{H}([\lfloor l/D_t \rfloor - i]D_t, [\lfloor k/D_f \rfloor - j]D_f). \quad (4.33)$$

Die Wiener'sche Optimierungsaufgabe besteht nun darin, die Koeffizienten  $g^{l,k}(i, j)$  so zu bestimmen, dass die Leistung des Fehlersignals minimal wird. Wird  $H_{l,k}$  als stationär vorausgesetzt, so bedeutet dies

$$E\{|H_{l,k} - \tilde{H}_{l,k}|^2\} \stackrel{!}{=} Min. \quad (4.34)$$

In [Hae91] wird gezeigt, dass die Formulierung der Wiener'schen Optimierungsaufgabe nach Gl. ( 4.34) als MMSE ("Minimum Mean Square Estimation")-Problem unter Verwendung des Orthogonalitätsprinzips in den Zusammenhang

$$E\{(H_{l,k} - \tilde{H}_{l,k}) \cdot \hat{H}_{l'',k''}^*\} = 0 \quad (4.35)$$

überführt werden kann. Gl. ( 4.35) entspricht der Anwendung des Orthogonalitätsprinzips. Dieses sagt aus, dass die Filterkoeffizienten dann optimal sind, wenn der



Schätzfehler orthogonal zu den Abtastwerten ist, die zur Schätzung herangezogen werden. Aus Gl. ( 4.35) folgt nach Einsetzen von Gl. ( 4.33)

$$E\{H_{l,k} \cdot \hat{H}_{l'',k''}^*\} = \sum_{i=-L_t/2-1}^{+L_t/2} \sum_{j=-L_f/2-1}^{+L_f/2} g_o^{l,k}(i, j) \cdot E\{\hat{H}((\lfloor l/D_t \rfloor - i + 1)D_t, (\lfloor k/D_f \rfloor - j + 1)D_f) \cdot \hat{H}_{l'',k''}^*\}, \quad (4.36)$$

worin  $g_o^{l,k}(i, j)$  die optimale Filterfunktion bezeichnet. Wird mit

$$\varphi(l - l'', k - k'') = E\{H_{l,k} \cdot \hat{H}_{l'',k''}^*\} \quad (4.37)$$

die Kreuzkorrelation und mit

$$R(i - l'', j - k'') = E\{\hat{H}((\lfloor l/D_t \rfloor - i + 1)D_t, (\lfloor k/D_f \rfloor - j + 1)D_f) \cdot \hat{H}_{l'',k''}^*\} \quad (4.38)$$

die Autokorrelation bezeichnet, so folgt nach Einsetzen von Gl. ( 4.38) und Gl. ( 4.37) in Gl. ( 4.36)

$$\varphi^T(l, k) = \mathbf{g}_o^T(l, k) \cdot \mathbf{R}, \quad (4.39)$$

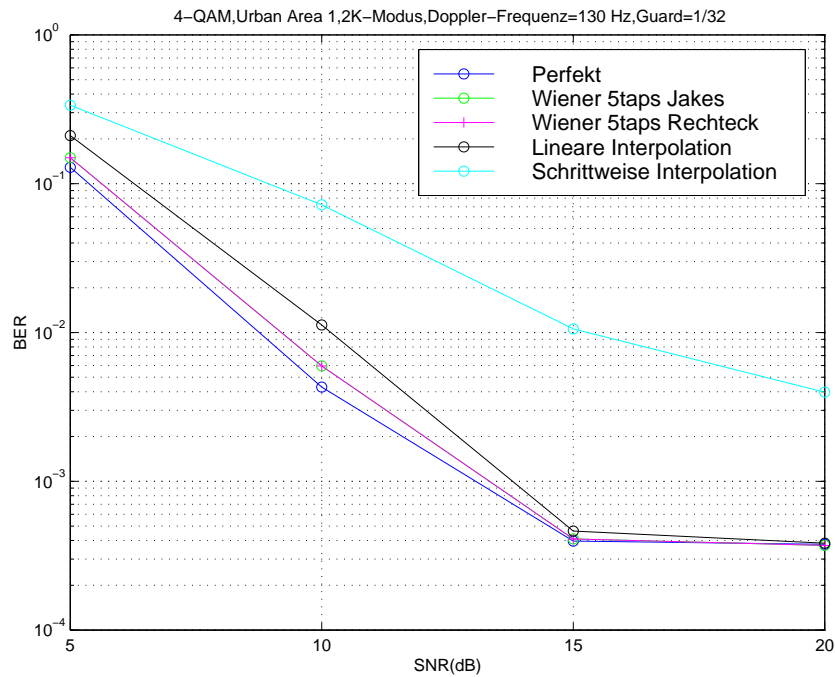
worin  $\mathbf{R}$  die  $(L_f + L_t) \times (L_f + L_t)$  Autokorrelationsmatrix und  $\varphi$  den  $(L_f + L_t) \times 1$  Autokorrelationsvektor darstellen. Die Auflösung von Gl. ( 4.39) nach den Filterkoeffizienten liefert die optimale Lösung

$$\mathbf{g}_o^T(l, k) = \varphi^T(l, k) \cdot \mathbf{R}^{-1}. \quad (4.40)$$

In [Hoe96] wird gezeigt, dass die zweidimensionale Filterung durch zwei eindimensionale Wienerfilter, bei denen das Ausgangssignal des ersten das Eingangssignal des zweiten Filters darstellt, bei geringen Verlusten ersetzt werden kann. Diese Vereinfachung reduziert die Komplexität der auszuführenden arithmetischen Operationen, als auch den Speicherplatzbedarf im Empfänger für Filterkoeffizienten und Daten. Eine weitere wesentliche Vereinfachung ergibt sich, wenn der Empfänger die Kanalstatistik, d.h. die Autokorrelation, nicht während des Empfangs neu berechnen muss, sondern wenn zuvor unter Annahme bestimmter zu erwartender Kanaleigenschaften die Filterkoeffizienten bereits berechnet wurden und dauerhaft im Empfänger abgelegt sind. Z.B. ist die Annahme einer Gleichverteilung der Empfangsleistung innerhalb des Guardintervalls sinnvoll. Durch Fouriertransformation gelangt man auf Basis dieser Annahme zu einem  $\sin x/x$ -förmigen Verlauf der Autokorrelationsfunktion in Frequenzrichtung. Weiter kann für den Fall reiner Streuenausbreitung ein klassisches Dopplerleistungs dichtespektrum mit einer zeitlichen Autokorrelationsfunktion nach Gl. ( 4.16) angenommen werden.

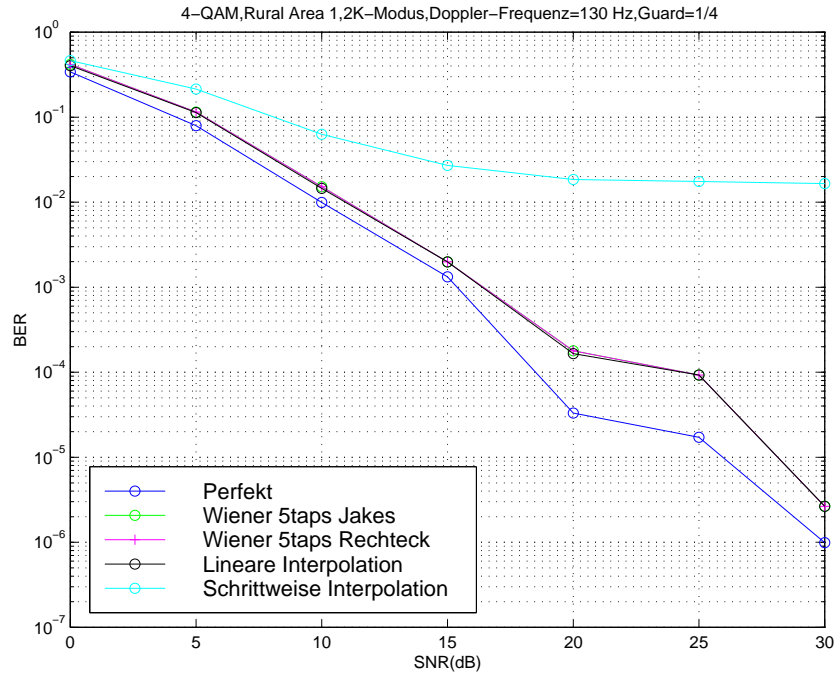
Um den Einfluss der Kanalschätzung mit Wienerfilterung beim DVB-T-System mit Mobilempfang einschätzen zu können, wurde ein Simulationswerkzeug entwickelt und implementiert, das eine Simulation der Bitfehlerhäufigkeit nach innerer Faltungsdecodierung ("Bit Error Rate (BER)" nach Viterbi) bei der Übertragung gemäß dem DVB-T-Standard [ETS00] über verschiedene Mobilfunkkanäle ermöglicht. Zur Simulation des Mobilfunkkanals als WSSUS-Modell wurde die Simulatorstruktur nach **Bild 3-6** implementiert. Für die Softwaresimulationen stehen auch die Kanalabtastwerte an den Zeit- bzw. Frequenzpositionen  $(l, k)$  der Daten zur Verfügung. Werden diese

Werte bei der Demodulation berücksichtigt, so ist keine Kanalschätzung im Sinne einer Interpolation zwischen den Abtastwerten an den Positionen der Piloten notwendig und es wird dann im folgenden von perfekter Kanalschätzung gesprochen. Neben der Interpolation mittels Wienerfilter und perfekter Kanalschätzung wurden zum Vergleich als weitere Kanalschätzverfahren eine lineare und eine schrittweise Interpolation betrachtet. Bei der linearen Interpolation wird linear zwischen benachbarten Schätzwerten an den Positionen zweier Pilotsymbole interpoliert. Bei der schrittweisen Interpolation wird der Kanalschätzwert an der Position eines Pilotsymbols auch für die Datensymbole bis zum nächsten Pilotsymbol verwendet. Die schrittweise Interpolation stellt also keine Interpolation im eigentlichen Sinne dar, sondern entspricht einer Abtastung des Kanals mit einem Abtastraster in Zeit und Frequenz entsprechend dem Abstand der Pilotsymbole sowie einem Beibehalten des Abtastwertes bis zum nächsten Pilotsymbol. Die Simulationen der Bitfehlerhäufigkeit nach der Decodierung



**Bild 4-6:** Bitfehlerhäufigkeit als Funktion des SNR für verschiedene Kanalschätzmethoden nach Viterbi-Decodierung für  $f_{d_{max}}=130$  Hz, QPSK, 2k-FFT-Modus,  $T_g = 7 \mu s$ , Coderate 1/2 für das Kanalmodell "Urban Area".

ung des inneren Faltungscodes der Rate 1/2 mittels Viterbi-Decoder wurden für eine QPSK-Modulation der Unterträger für den 2k-FFT-Modus durchgeführt. Während **Bild 4-6** die Simulationsergebnisse für das Kanalmodell "Urban Area" zeigt, ist in **Bild 4-7** die Bitfehlerrate als Funktion des SNR für das Kanalmodell "Rural Area" dargestellt. Die Parameter dieser Kanalmodelle sind im Anhang A.2 angegeben. Für alle in **Bild 4-7** und **4-6** gezeigten Simulationsergebnisse wurde eine maximale Dopplerfrequenz von  $f_{d_{max}} = 130$  Hz zugrundegelegt. Zur Kanalschätzung an den Positionen der Datensymbole wurde immer zunächst eine Interpolation in Zeitrich-



**Bild 4-7:** Bitfehlerhäufigkeit als Funktion des SNR für verschiedene Kanalschätzmethoden nach Viterbi-Decodierung für  $f_{d_{max}} = 130$  Hz, QPSK, 2k-FFT-Modus,  $T_g = 56 \mu s$ , Coderate 1/2 für das Kanalmodell "Rural Area".

tung und anschließend eine Interpolation in Frequenzrichtung durchgeführt. Für die Wienerfilterung wurde die Anzahl der Stützstellen zu  $L_t = L_f = 5$  für alle Simulationen gewählt. Zur Berechnung der Koeffizienten des Wienerfilters in Frequenzrichtung wurde für das Verzögerungsleistungsdichtespektrum eine Gleichverteilung innerhalb des Guardintervalls  $T_g$  angenommen. Für das Dopplerleistungsdichtespektrum wurden zwei unterschiedliche Annahmen untersucht. Damit ergeben sich zwei unterschiedliche Wienerfilter in Zeitrichtung. Zum einen wurde ein Wienerfilter unter der Annahme eines klassischen Jakes-förmigen Dopplerleistungsdichtespektrums nach Gl. (3.42) entworfen. Ein zweites Wienerfilter wurde unter der Voraussetzung einer gleichverteilten Dopplerleistungsdichte entworfen. In beiden Fällen wurde die Breite des Dopplerleistungsdichtespektrums entsprechend der maximalen Dopplerfrequenz  $f_{d_{max}} = 130$  Hz zu  $2 \cdot 130$  Hz angenommen. Man entnimmt den Verläufen in den **Bildern 4-7** und **4-6**, dass die Wienerfilterung sowohl für ein beim Filterentwurf als klassisch angenommenes, als auch für ein als gleichverteilt angenommenes Dopplerleistungsdichtespektrum bei gleichem SNR niedrigere Werte der Bitfehlerrate am Ausgang des Viterbi-Decoders und damit die bessere Kanalschätzung im Vergleich zu linearer und schrittweiser Kanalschätzung liefert. Für den Kanal "Rural Area" mit geringerer Frequenzselektivität erhält man für die im Vergleich zur Wienerfilterung wesentlich weniger aufwendige lineare Interpolation nahezu identische Ergebnisse bezüglich der Bitfehlerhäufigkeit gemäß **Bild 4-7**. Im Falle eines Kanals mit länger verzögerten Echoanteilen, wie dem "Urban Area" Kanal mit Laufzeitdifferenzen bis zu

5  $\mu\text{s}$ , zeigen sich Vorteile zugunsten der aufwendigeren Wienerfilterung entsprechend **Bild 4-6**.

#### 4.3.2 Bitfehlerwahrscheinlichkeit und Störleistung bei suboptimaler Kanalschätzung

Im vorliegenden Kapitel werden für verschiedene Interpolationsverfahren bei der pilot-symbolgestützten Kanalschätzung analytische Ausdrücke zur Berechnung der Rohbitfehlerhäufigkeit, d.h. der Bitfehlerhäufigkeit vor Decodierung des inneren Faltungscodes, hergeleitet. Dazu wird wieder zur Vereinfachung die im vorangegangenen Kapitel beschriebene Lage der Pilotsymbole auf den Kreuzungspunkten eines rechteckförmigen Gitters in Zeit und Frequenz gemäß **Bild 4-5** vorausgesetzt. Wieder wird ein langsam veränderlicher Kanal angenommen, so dass der Kanal während der Dauer eines Symbols als konstant betrachtet werden kann. Für den Kanal werde angenommen, dass Real- und Imaginärteil der komplexen, mittelwertfreien Kanalübertragungswerte  $H_{l,k}$  Gauß-verteilt sind. Damit ist der Betrag  $|H_{l,k}|$  dieser Fadingwerte Rayleigh-verteilt. Da auch die Schätzwerte  $\tilde{H}_{l,k}$  als Ergebnis der Interpolation bei der Kanalschätzung als gewichtete Summe mittelwertfreier, komplexer, in Real- und Imaginärteil Gauß-verteilter Zufallsvariablen hervorgehen, sind auch diese selbst mittelwertfrei, komplex und in Real- und Imaginärteil Gauß-verteilt. Damit ist der Betrag  $|\tilde{H}_{l,k}|$  ebenfalls Rayleigh-verteilt und für die Wahrscheinlichkeitsdichte des Verbundereignisses von geschätzter und wirklicher Fadingamplitude gilt eine bivariate Rayleigh-Verteilung [Sch65]:

$$p(|H|, |\tilde{H}|) = \frac{4|H||\tilde{H}|}{(1-\rho)\Omega\tilde{\Omega}} I_0 \left( \frac{2\sqrt{\rho}|H||\tilde{H}|}{(1-\rho)\sqrt{\Omega\tilde{\Omega}}} \right) \cdot \exp \left[ -\frac{1}{1-\rho} \left( \frac{|H|^2}{\Omega} + \frac{|\tilde{H}|^2}{\tilde{\Omega}} \right) \right]. \quad (4.41)$$

Hierin ist  $\rho = \frac{\text{Kov}\{|H|^2, |\tilde{H}|^2\}}{\sqrt{\text{Var}\{|H|^2\}\text{Var}\{|\tilde{H}|^2\}}}$  mit  $0 \leq \rho \leq 1$  der Korrelationskoeffizient zwischen  $|H|^2$  und  $|\tilde{H}|^2$  mit der Kovarianz  $\text{Kov}(\cdot, \cdot)$  und der Varianz  $\text{Var}(\cdot)$ ,  $\Omega = E\{|H|^2\}$  und  $\tilde{\Omega} = E\{|\tilde{H}|^2\}$ ,  $I_0(\cdot)$  die modifizierte Besselfunktion 0-ter Ordnung erster Art. Bezüglich der Phase  $\vartheta = \arg(H)$  des Fadings und ihrer Schätzung  $\tilde{\vartheta} = \arg(\tilde{H})$  gilt für die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des Verbundereignisses  $(\vartheta, \tilde{\vartheta})$  [Jak74]:

$$p(\vartheta, \tilde{\vartheta}) = \frac{1-\rho}{4\pi^2} \left[ \frac{(1-q^2)^{1/2} + q(\pi - \cos^{-1} q)}{(1-q^2)^{3/2}} \right], \quad (4.42)$$

wobei  $0 \leq \vartheta, \tilde{\vartheta} \leq 2\pi$  und  $q = \sqrt{\rho} \cos(\vartheta - \tilde{\vartheta})$  sind.

Zur Berechnung der Bitfehlerhäufigkeit werden die Größen  $\rho$  und  $r = \frac{\tilde{\Omega}}{\Omega}$  benötigt. Diese können in geschlossener Form als Funktion des Interpolationsfilters, der Anzahlen  $L_t$  bzw.  $L_f$  von Abtastwerten für die Positionen der Pilotsymbole, die zur Interpolation verwendet werden, dem Abstand der Pilotsymbole  $D_f$  beziehungsweise  $D_t$ , dem mittleren Signal-Störverhältnis pro Symbol  $\bar{\gamma} = \Omega E_s / (2\sigma_N^2)$ , der maximalen Dopplerfrequenz  $f_{d_{max}}$ , der Symboldauer  $T_s$  und der Guardintervalllänge  $T_g$  berechnet werden. Im folgenden wird vorausgesetzt, dass zunächst eine Interpolation in Zeitrichtung mit einem Filter mit den Koeffizienten  $w(i)$  über  $L_t$  Stützstellen und dann eine Interpolation in Frequenzrichtung mit einem Filter mit den Koeffizienten  $q(j)$  über  $L_f$

Stützstellen durchgeführt wird. D.h. Schätzungen der Kanalübertragungsfaktoren an den Positionen der Daten ergeben sich mit Gl. ( 4.33) und der Aufspaltung des zweidimensionalen Filters  $g$  in das eindimensionale Zeitfilter  $w$  und das eindimensionale Frequenzfilter  $q$  zu

$$\tilde{H}_{l,k} = \sum_{j=-L_f/2+1}^{+L_f/2} \sum_{i=-L_t/2+1}^{+L_t/2} q(j) \cdot \left( w(i) \cdot \hat{H} \left( ([l/D_t] - i)D_t, ([k/D_f] - j)D_f \right) \right). \quad (4.43)$$

Unter Berücksichtigung von Gl. ( 4.29), Gl. ( 4.43) sowie der Stationarität von  $\tilde{H}$ , folgt für die Varianz der Einhüllenden der geschätzten Kanalabstastwerte zunächst

$$\tilde{\Omega} = E\{|\tilde{H}|^2\} = E\{\tilde{H}\tilde{H}^*\} = 2 \cdot E\{Re(\tilde{H})^2\} = 2 \cdot E\{Im(\tilde{H})^2\}. \quad (4.44)$$

Nach kurzer Zwischenrechnung, siehe [Cas00] und als Erweiterung der Ergebnisse aus [Tan99] für den eindimensionalen Fall, resultiert jetzt für die zweimal eindimensionale Interpolation in Zeit- und dann in Frequenzrichtung für die Varianz der Einhüllenden:

$$\tilde{\Omega} = 2 \cdot \mathbf{q} \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{w}\mathbf{R}_{\Phi=0}\mathbf{w}^T & \cdots & \mathbf{w}\mathbf{R}_{\Phi=L_f-1}\mathbf{w}^T \\ \mathbf{w}\mathbf{R}_{\Phi=-1}\mathbf{w}^T & & \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{w}\mathbf{R}_{\Phi=-L_f+1}\mathbf{w}^T & \cdots & \mathbf{w}\mathbf{R}_{\Phi=0}\mathbf{w}^T \end{pmatrix}}_{L_f \times L_f} \mathbf{q}^T + 2 \frac{\sigma_N^2}{|P|^2} |\mathbf{w}|^2 |\mathbf{q}|^2, \quad (4.45)$$

worin  $\mathbf{w} = [w(-L_t/2 - 1), \dots, w(L_t/2)]$  ein reellwertiger Zeilenvektor ist, der die Filterkoeffizienten des Interpolationsfilters in Zeitrichtung beinhaltet.  $\mathbf{w}^T$  stellt den hierzu transponierten Vektor dar. Der Zeilenvektor  $\mathbf{q} = [q(-L_f/2 - 1), \dots, q(L_f/2)]$  beziehungsweise der hierzu transponierte Vektor  $\mathbf{q}^T$  fasst die reellwertigen Filterkoeffizienten des Interpolationsfilters in Frequenzrichtung zusammen. Die Matrizen  $\mathbf{R}_{\Phi}$  stellen die jeweils  $L_t \times L_t$ -dimensionalen Zeitkorrelationsmatrizen des Kanals für die Frequenzdifferenz  $\Phi$  dar. Mit der Rauschleistungsdichte  $N_0$ , der mittleren Symbolenergie  $E_S$  beziehungsweise der Bitenergie  $E_b$  bei  $M$ -QAM sowie der Varianz  $\Omega$  des Kanals ist das mittlere Signal-zu-Störleistungsverhältnis

$$\bar{\gamma} = \frac{\Omega E_S}{N_0} = \frac{\Omega E_b \log_2 M}{N_0}. \quad (4.46)$$

Bei DVB-T werden die verstreuten Piloten, die hier zur Kanalschätzung herangezogen und betrachtet werden, mit einer um den Faktor  $\frac{16}{9}$  erhöhten Leistung abgestrahlt. Somit ist  $E_P = \frac{16}{9} E_D$  mit der Energie  $E_D$  pro QAM-Datensymbol. Da in jedem OFDM-Symbol jeder 12-te Unterträger einen Piloten enthält ergibt sich für die Aufteilung zwischen Daten- und Pilotsymbolenergie

$$E_S = \frac{E_P + 11 \cdot E_D}{12} = \frac{115}{192} E_P, \quad (4.47)$$

woraus für DVB-T folgt:

$$E_P = \frac{192}{115} E_S = F_P \cdot E_S. \quad (4.48)$$

Werden ferner die Korrelationsmatrizen  $\mathbf{R}_{\Phi}$  gemäß  $\mathbf{R}_{\Phi}^0 = \frac{2}{\Omega} \mathbf{R}_{\Phi}$  normiert, so folgt schließlich für das Verhältnis  $r$

$$r = \frac{\tilde{\Omega}}{\Omega} = \mathbf{q} \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{w} \mathbf{R}_{\Phi=0}^0 \mathbf{w}^T & \cdots & \mathbf{w} \mathbf{R}_{\Phi=L_f-1}^0 \mathbf{w}^T \\ \mathbf{w} \mathbf{R}_{\Phi=-1}^0 \mathbf{w}^T & & \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{w} \mathbf{R}_{\Phi=-L_f+1}^0 \mathbf{w}^T & \cdots & \mathbf{w} \mathbf{R}_{\Phi=0}^0 \mathbf{w}^T \end{pmatrix}}_{L_f \times L_f} \mathbf{q}^T + \frac{|\mathbf{w}|^2 |\mathbf{q}|^2}{F_P \cdot \tilde{\gamma}}. \quad (4.49)$$

Mit der zu

$$\text{Kov}(|H|^2, |\tilde{H}|^2) = E\{|H|^2 |\tilde{H}|^2\} - E\{|H|^2\} E\{|\tilde{H}|^2\} \quad (4.50)$$

definierten Kovarianz zwischen  $|H|^2$  und  $|\tilde{H}|^2$  und nach kurzer Zwischenrechnung, siehe [Cas00], folgt für die Korrelation zwischen wahren und geschätztem Betragsquadrat des Kanals

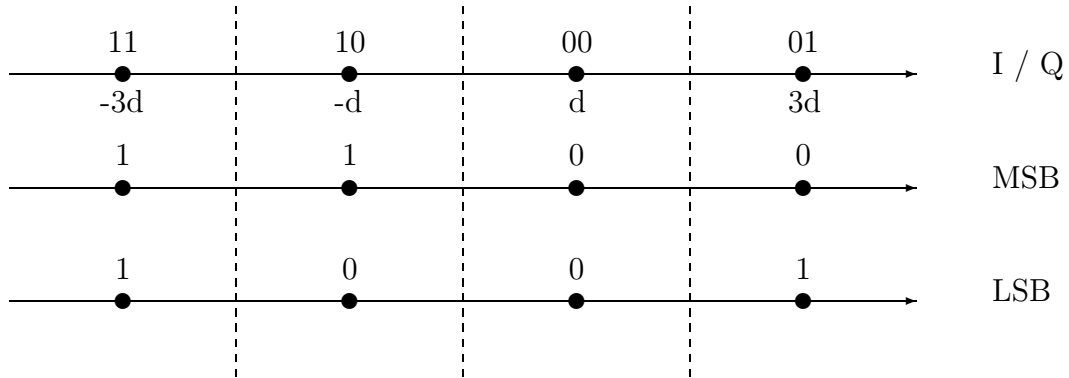
$$\rho = \frac{\text{Kov}\{|H|^2, |\tilde{H}|^2\}}{\sqrt{\text{Var}\{|H|^2\} \text{Var}\{|\tilde{H}|^2\}}} = \frac{\left(\sum_i \sum_j w(i) \cdot q(j) \cdot R^0(\tau_i, \nu_j)\right)^2}{r}, \quad (4.51)$$

wobei  $R^0(\tau_i, \nu_j)$  die auf  $\Omega$  normierte Zeit-/Frequenzkorrelationsfunktion mit  $\tau_i = (i \cdot D_t - l)(T_s + T_g)$  und  $\nu_j = (j \cdot D_f - k)/T_s$  darstellt. Da die Filterkoeffizienten der Interpolationsfilter und  $R^0(\tau_i, \nu_j)$  von der Position  $(l, k)$  der Datensymbole zwischen den Piloten abhängig sind, müssen  $r$  und  $\rho$  über die Positionen  $(l, k)$  zwischen aufeinander folgende Pilotsymbole gemittelt werden.

Die folgende Berechnung der mittleren Bitfehlerhäufigkeit über den stationären Rayleigh-Kanal wird zunächst für eine 16-QAM der OFDM-Unterträger unter der Annahme perfekter Schätzung der Kanalphase durchgeführt. Darüber hinaus wird eine Gray-Codierung der QAM-Symbole, wie sie auch beim DVB-T-System Verwendung findet, vorausgesetzt. Die Analyse der Bitfehlerrate wird dann für Amplituden- und Phasenfehler der pilotsymbolgestützten Kanalschätzung, als auch für 4-QAM (QPSK) und 64-QAM der Unterträger erweitert. Für jeden Bitstrom ist das Empfangssignal  $r = s|H|e^{j\vartheta} + n_R$ , wobei für die 16-QAM  $s \in \{-3d, -d, d, 3d\}$ .  $|H|e^{j\vartheta}$  beschreibt den Fadingkanal und  $n_R$  ist das Rauschen mit der Varianz  $\sigma_N^2 = \frac{N_0}{2}$ . Mit der Schätzung  $|\tilde{H}|$  der Kanalamplitude und der perfekten Schätzung  $\tilde{\vartheta} = \vartheta$  der Kanalphase ergibt sich für die Entscheidungsvariable am Eingang des QAM-Demodulators nach Korrektur des Kanaleinflusses

$$r_d = s \frac{|H|}{|\tilde{H}|} + \frac{n_R}{|\tilde{H}|}. \quad (4.52)$$

**Bild 4-8** zeigt die Konstellation für 16-QAM mit Gray-Codierung mit den strichpunktiert dargestellten Entscheidergrenzen. Die bedingte BER wird im folgenden Bit für Bitstelle für die Inphase-Komponente berechnet. Aufgrund der Symmetrie ist die BER für die Quadraturkomponente die gleiche und braucht deshalb nicht gesondert berechnet zu werden. Beispielsweise tritt ein Bitfehler für das MSB auf, falls das Signal, das das "1"-Bit repräsentiert, d.h.  $s \frac{|H|}{|\tilde{H}|}$  mit  $s = -3d$  oder  $s = -d$  in den Entscheidungsraum für das "0"-Bit fällt und umgekehrt. Aus Gl. (4.52) folgt für die



**Bild 4-8:** Real- bzw. Imaginärteil der Signalraumkonstellation für 16-QAM mit Gray-Codierung.

Standardabweichung der Entscheidungsvariablen  $\frac{\sigma_N}{|\tilde{H}|}$ . Die Wahrscheinlichkeitsdichte für den Wert  $r$  der Entscheidungsvariablen unter der Bedingung eines gesendeten Signals  $s_i$  mit  $s_1 = -3d, s_2 = -d, s_3 = d, s_4 = 3d$  ergibt sich zu:

$$p(r|s_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}(\sigma_N/|\tilde{H}|)} \cdot \exp \left[ -\frac{\left(r - s_i \frac{|H|}{|\tilde{H}|}\right)^2}{\left(\frac{\sigma_N}{|\tilde{H}|}\right)^2} \right]. \quad (4.53)$$

Hieraus folgt die Wahrscheinlichkeit eines Bitfehlers unter der Bedingung, dass  $s_3 = d$  beziehungsweise  $s_4 = 3d$  gesendet wurde

$$\begin{aligned} P(e|s_3) &= \int_{-\infty}^0 p(r|s_4) dr = Q \left( \frac{3d \frac{|H|}{|\tilde{H}|}}{\sigma_N} \right) \\ P(e|s_4) &= \int_{-\infty}^0 p(r|s_3) dr = Q \left( \frac{d \frac{|H|}{|\tilde{H}|}}{\sigma_N} \right), \end{aligned} \quad (4.54)$$

worin

$$Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{x}{\sqrt{2}} \right) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{x/\sqrt{2}}^{\infty} \exp(-u^2) du \quad (4.55)$$

die Q-Funktion darstellt. Aufgrund der Symmetrie gilt  $P(e|s_2) = P(e|s_3)$  und  $P(e|s_1) = P(e|s_4)$ . Unter der Voraussetzung der gleichen Auftretswahrscheinlichkeit aller Gray-codierten QAM-Symbole folgt für die Wahrscheinlichkeit eines Bitfehlers im MSB unter der Bedingung des Verbundereignisses  $|H|, |\tilde{H}|$

$$P_{MSB}(e||H|, |\tilde{H}|) = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 P(e|s_i) = \frac{1}{2} Q \left( \frac{d \cdot |H|}{\sigma_N} \right) + \frac{1}{2} Q \left( \frac{3d \cdot |H|}{\sigma_N} \right) \quad (4.56)$$

Äquivalent folgt für die Wahrscheinlichkeit eines Bitfehlers im LSB unter der Bedingung, dass  $s_i$  gesendet wurde

$$\begin{aligned}
 P(e|s_4) = P(e|s_1) &= \int_{-2d}^{2d} p(r|s_4)dr = Q\left(\frac{3d\frac{|H|}{|\tilde{H}|} - 2d}{\sigma_N}\right) - Q\left(\frac{3d\frac{|H|}{|\tilde{H}|} + 2d}{\sigma_N}\right) \\
 P(e|s_3) = P(e|s_2) &= \int_{-\infty}^{-2d} p(r|s_3)dr + \int_{2d}^{\infty} p(r|s_3)dr = \\
 &= Q\left(\frac{d\frac{|H|}{|\tilde{H}|} + 2d}{\sigma_N}\right) + Q\left(\frac{-d\frac{|H|}{|\tilde{H}|} + 2d}{\sigma_N}\right). \quad (4.57)
 \end{aligned}$$

Somit folgt für die Wahrscheinlichkeit eines Bitfehlers im LSB unter der Bedingung des Verbundereignisses  $|H|, |\tilde{H}|$

$$\begin{aligned}
 P_{LSB}(e||H|, |\tilde{H}|) &= \frac{1}{2} \left[ Q\left(\frac{3d|H| - 2d|\tilde{H}|}{\sigma_N}\right) - Q\left(\frac{3d|H| + 2d|\tilde{H}|}{\sigma_N}\right) \right] \\
 &+ \frac{1}{2} \left[ Q\left(\frac{-d|H| + 2d|\tilde{H}|}{\sigma_N}\right) - Q\left(\frac{d|H| + 2d|\tilde{H}|}{\sigma_N}\right) \right]. \quad (4.58)
 \end{aligned}$$

Da jedes zu übertragende Bit mit gleicher Wahrscheinlichkeit auf das MSB oder LSB abgebildet wird und da die Bitfehlerwahrscheinlichkeiten für die Inphase- und Quadraturkomponente im Mittel gleich groß sind, ergibt sich die mittlere Bitfehlerwahrscheinlichkeit unter der Bedingung von wahrer und geschätzter Fadingamplitude  $|H|, |\tilde{H}|$  zu

$$P(e||H|, |\tilde{H}|) = \frac{1}{2} [P_{MSB}(e||H|, |\tilde{H}|) + P_{LSB}(e||H|, |\tilde{H}|)] \quad (4.59)$$

mit den Wahrscheinlichkeiten  $P_{MSB}$  und  $P_{LSB}$  nach Gl. (4.56) und (4.58). Die mittlere Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei 16-QAM folgt aus der Mittelung der bedingten Bitfehlerwahrscheinlichkeit über alle Fadingamplituden gemäß

$$P_{16-QAM}(e) = \int_0^\infty \int_0^\infty P(e||H|, |\tilde{H}|) \cdot p(|H|, |\tilde{H}|) \cdot d|H|d|\tilde{H}|. \quad (4.60)$$

Nach Einsetzen von Gl. (4.41) sowie Gl. (4.59) in Gl. (4.60) und Zwischenrechnung, siehe [Tan99], folgt für die Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei 16-QAM

$$P_{16-QAM}(e) = \sum_{i=1}^6 w_i \chi(a_i, b_i, \bar{\gamma}, r, \rho), \quad (4.61)$$

mit

$$\chi(a, b, \bar{\gamma}, r, \rho) = \frac{1-\rho}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\phi d\theta \sin 2\theta}{(\sqrt{\rho} \sin 2\theta \sin \phi + 1)^2} \Psi(x, y), \quad (4.62)$$

wobei  $x = \sqrt{\rho} \sin 2\theta \sin \phi + 1$  und  $y = \sqrt{(1-\rho)\bar{\gamma}}(a \cos \theta + \sqrt{r}b \sin \theta)$  sowie

$$\Psi(x, y) = \frac{1}{2} - \frac{3y}{4\sqrt{2x+y^2}} + \frac{y^3}{4(2x+y^2)^{3/2}}. \quad (4.63)$$



Die Koeffizienten  $a_i$ ,  $b_i$  und  $w_i$  aus Gl. ( 4.61) sind in **Tab. A-1** aufgelistet. Analog zum beschriebenen Vorgehen für 16-QAM ergibt sich für die Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei QPSK-Modulation der Unterträger

$$P_{QPSK}(e) = \chi(1, 1, \bar{\gamma}, r, \rho), \quad (4.64)$$

und für 64-QAM der Unterträger

$$P_{64-QAM}(e) = \sum_{i=1}^{28} w_i \chi(a_i, b_i, \bar{\gamma}, r, \rho), \quad (4.65)$$

mit den Koeffizienten nach **Tab. A-2**. Bezüglich dem in den Gln. ( 4.61), ( 4.64) und ( 4.65) einzusetzendem mittlerem Signal-Störverhältnis  $\bar{\gamma} = \frac{\Omega E_D}{N_0}$  ist zu beachten, dass die Datensymbole bei DVB-T mit einer geringeren Leistung im Vergleich zu den Pilotsymbolen ausgestrahlt werden. Es gilt der Zusammenhang

$$E_S = \frac{E_P + 11E_D}{12} = \frac{115}{108}E_D. \quad (4.66)$$

In der folgenden Betrachtung wird zusätzlich zum Schätzfehler bezüglich der Fadingamplitude des Kanals auch ein nicht verschwindender Schätzfehler für die Kanalphase angenommen. Aus Gl. ( 4.42) folgt für die Wahrscheinlichkeitsdichte des Phasenschätzfehlers  $\psi = \vartheta - \tilde{\vartheta}$

$$p(\psi) = \frac{1 - \rho}{4\pi^2} \left[ \frac{(1 - q^2)^{1/2} + q(\pi - \cos^{-1} q)}{(1 - q^2)^{3/2}} \right], \quad (4.67)$$

wobei  $-2\pi \leq \psi \leq 2\pi$  und  $q = \sqrt{\rho} \cos(\psi)$  sind. Durch den Fehler bei der Schätzung der Kanalphase entsteht ein Übersprechen zwischen dem Inphasesignalanteil  $s_I$  und der Quadraturkomponente  $s_Q$ :

$$r_d = (s_I \cos \psi + s_Q \sin \psi) \frac{|H|}{|\tilde{H}|} + \frac{n}{\tilde{H}}. \quad (4.68)$$

Die bedingte Bitfehlerwahrscheinlichkeit für die Inphasekomponente hängt deshalb zusätzlich von den Größen  $\psi$  und  $s_Q$  ab, d.h.

$$\chi(a_1, a_2, b, \bar{\gamma}, r, \rho) = \frac{1 - \rho}{\pi} \int_{-2\pi}^{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\phi d\theta d\psi \sin 2\theta p(\psi)}{(\sqrt{\rho} \sin 2\theta \sin \phi + 1)^2} \Psi(x, y), \quad (4.69)$$

mit  $x = \sqrt{\rho} \sin 2\theta \sin \phi + 1$ ,  $y = \sqrt{(1 - \rho)\bar{\gamma}}(g \cos \theta + \sqrt{r}b \sin \theta)$  und  $g = (a_1 \cos \psi + a_2 \sin \psi)$ . Die mittlere Bitfehlerwahrscheinlichkeit unter Berücksichtigung von Phasen- und Amplitudenfehler bei der Kanalschätzung für 16-QAM ist damit:

$$P_{16-QAM}(e) = \sum_{i=1}^{12} w_i \chi(a_{1i}, a_{2i}, b_i, \bar{\gamma}, r, \rho). \quad (4.70)$$

Die Koeffizienten  $a_{1i}$ ,  $a_{2i}$ ,  $b_i$ ,  $\bar{\gamma}$ ,  $r$ ,  $\rho$  sind in **Tab. A-3** aufgelistet. Entsprechend ergibt sich mit den Koeffizienten aus **Tab. A-4** und **A-5** für die QPSK-Modulation und die 64-QAM der Unterträger

$$P_{QPSK}(E) = \chi(1, 1, 1, \bar{\gamma}, r, \rho) \quad (4.71)$$

und

$$P_{64-QAM}(E) = \sum_{i=1}^{112} w_i \chi(a_{1i}, a_{2i}, b_i, \bar{\gamma}, r, \rho). \quad (4.72)$$

Der Einfluss der imperfekten Kanalschätzung lässt sich auch im Sinne einer zusätzlichen Störleistung modellieren, die das Signal-Störverhältnis verschlechtert. Die Störleistung  $\sigma_{ce}^2$  infolge der realen Kanalschätzung ergibt sich als Erwartungswert des quadrierten Betragsquadrats der Differenz von Kanalübertragungsfunktion und Schätzung entsprechend zu

$$\sigma_{ce}^2 = E_S \cdot E\{|H|e^{j\vartheta} - |\tilde{H}|e^{j\tilde{\vartheta}}|^2\}. \quad (4.73)$$

Mit der Phasendifferenz  $\psi = \vartheta - \tilde{\vartheta}$  folgt der Ausdruck

$$\begin{aligned} \sigma_{ce}^2 &= E_S \int_0^\infty \int_0^\infty \int_{-2\pi}^{2\pi} (|H|^2 + |\tilde{H}|^2 - 2|H||\tilde{H}|\cos\psi) p(|H|, |\tilde{H}|) p(\psi) d\psi d|H| d|\tilde{H}| \\ &= E_S \cdot \left( \Omega + \tilde{\Omega} - 2 \int_0^\infty \int_0^\infty \int_{-2\pi}^{2\pi} |H||\tilde{H}|\cos\psi p(|H|, |\tilde{H}|) p(\psi) d\psi d|H| d|\tilde{H}| \right), \end{aligned} \quad (4.74)$$

der mit numerischer Integration bestimmt und entsprechend in der Berechnung der codierten Bitfehlerwahrscheinlichkeit berücksichtigt werden kann.

#### 4.4 Vergleich analytischer Ergebnisse mit Simulationen

Für verschiedene Zeit- und Frequenzinterpolationsfilter wurden mittels Rechnersimulationen Bitfehlerhäufigkeiten als Funktion des  $E_b/N_0$  ermittelt. Sowohl bei der Interpolation in Zeitrichtung als auch in Frequenzrichtung kamen folgende eindimensionalen Filterfunktionen in verschiedenen Kombinationen zur Anwendung:

- **Schrittweise Interpolation:**

Der Schätzwert des Kanals zum aktuell zu decodierenden Datensymbol ist gleich dem Wert für das vorangegangene Pilotsymbol:

$$L_t = L_f = 1 \quad w(0) = q(0) = 1.$$

- **Lineare Interpolation:**

Der Schätzwert des Kanals zum aktuell zu decodierenden Datensymbol wird durch lineare Interpolation zwischen den beiden unmittelbar benachbarten Pilotsymbolen ermittelt:

$$\begin{aligned} L_t = 2 \quad w(0) &= 1 - \frac{l}{D_t} \quad w(1) = \frac{l}{D_t} \\ L_f = 2 \quad q(0) &= 1 - \frac{k}{D_f} \quad q(1) = \frac{k}{D_f}. \end{aligned}$$

• **Tiefpassinterpolation:**

Der Schätzwert des Kanals zum aktuell zu decodierenden Datensymbol wird durch ein kausales Tiefpassfilter gewonnen:

$$\begin{aligned} D_t = 6 \quad w(i) &= \text{sinc}(l/D_t - i), \quad i = -2, \dots, 3 \\ D_f = 6 \quad q(j) &= \text{sinc}(k/D_f - j), \quad j = -2, \dots, 3, \end{aligned}$$

wobei  $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$  ist.

Bezüglich des Funkkanals wird ein WSSUS-Modell mit reiner Streuenausbreitung, d.h. verschwindendem Rice-Faktor, vorausgesetzt. In [Hoe90] wird gezeigt, dass unter der WSSUS-Annahme für den Funkkanal die Zeit-/Frequenzkorrelation mit der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion  $p(\tau, f_d)$  für die Abtastwerte des Verzögerungs-Doppler-Leistungsdichtespektrums über folgenden Zusammenhang in Beziehung stehen:

$$R(\Delta f, \Delta t) = E\{e^{j2\pi f_d \Delta t} e^{-j2\pi \tau \Delta f}\} = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi f_d \Delta t} e^{-j2\pi \tau \Delta f} p(\tau, f_d) d\tau df_d. \quad (4.75)$$

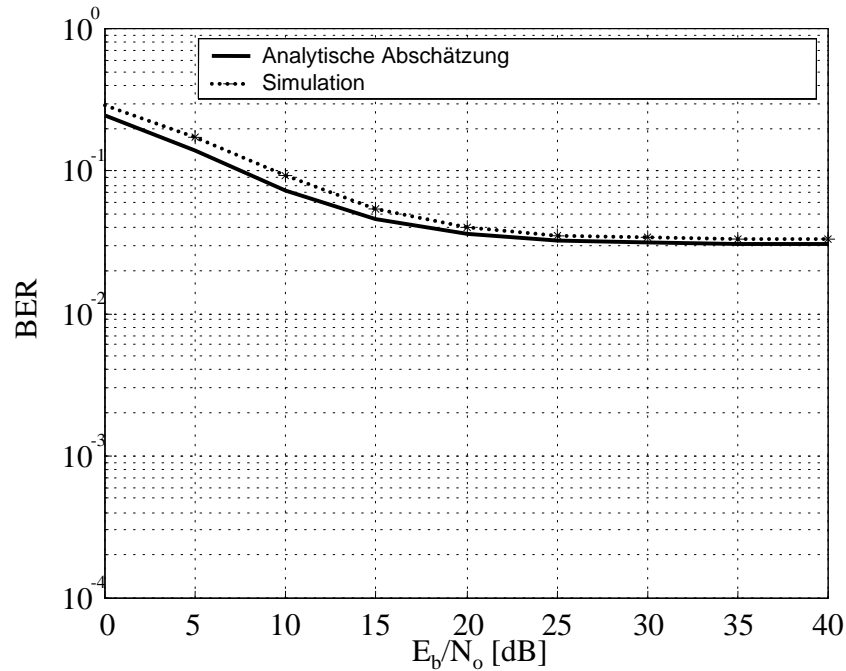
Unter der Annahme diskreter Ausbreitungspfade  $\nu$  mit den Leistungen  $a_\nu$  und einem für jeden Pfad Jakes-förmigen Dopplerleistungsdichtespektrum ergibt sich für die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion

$$p(\tau, f_d) = \frac{1}{\pi f_{d_{max}} \sqrt{1 - \left(\frac{f_d}{f_{d_{max}}}\right)^2}} \sum_{\nu} a_\nu \delta(\tau - \tau_\nu). \quad (4.76)$$

Das Einsetzen von Gl. (4.76) in Gl. (4.75) liefert für die benötigte Zeit-/Frequenzkorrelation beim WSSUS-Funkkanal

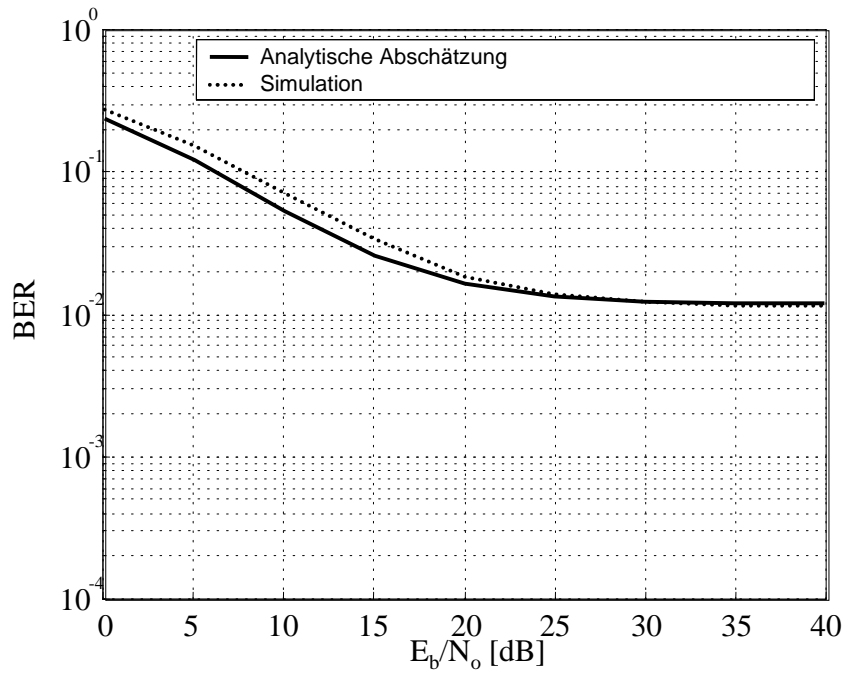
$$R(\Delta f, \Delta t) = \sum_{\nu} a_\nu e^{-j2\pi \tau_\nu \Delta f} \cdot J_0(2\pi f_{d_{max}} \Delta t). \quad (4.77)$$

Damit kann die analytische Abschätzung der Bitfehlerhäufigkeit mit den im vorangegangenen Unterkapitel abgeleiteten Gleichungen (4.61), (4.64), (4.65), (4.70), (4.71) und (4.72), berechnet werden. In den **Bildern 4-9, 4-10, 4-11, 4-12, 4-13** und **4-14** sind zum Vergleich die Verläufe der analytisch abgeschätzten und simulierten Bitfehlerhäufigkeit für verschiedene Kombinationen nacheinander in Zeit- und Frequenzrichtung angewandter Interpolationsfilter als Funktion des  $E_b/N_0$  im "Hilly Terrain"-Kanal dargestellt. Zugrunde liegt eine QPSK der Unterträger im 2k-FFT-Modus mit einer maximalen Dopplerfrequenz von  $f_{d_{max}} = 65$  Hz. Die Abschätzung und die Simulation liefern vergleichbare Ergebnisse, wobei die analytische Abschätzung etwas zu optimistisch ausfällt. Dies liegt darin begründet, dass bei der analytischen Abschätzung für die Dauer eines OFDM-Symbols von einem konstanten Kanal ausgegangen wurde, so dass tatsächliche Phasenänderungen in der Größenordnung  $2\pi f_{d_{max}} T_S$  unberücksichtigt bleiben. Erwartungsgemäß liefert die aufwändige Tiefpassinterpolation in Zeit und Frequenz sowohl in der analytischen Abschätzung, als auch in der Simulation das beste Ergebnis. **Bild 4-15** zeigt im Vergleich analytische Abschätzung zu Simulation die Abhängigkeit der Bitfehlerhäufigkeit von der maximalen Dopplerfrequenz  $f_{d_{max}}$  für das "Hilly Terrain"-Kanalmodell

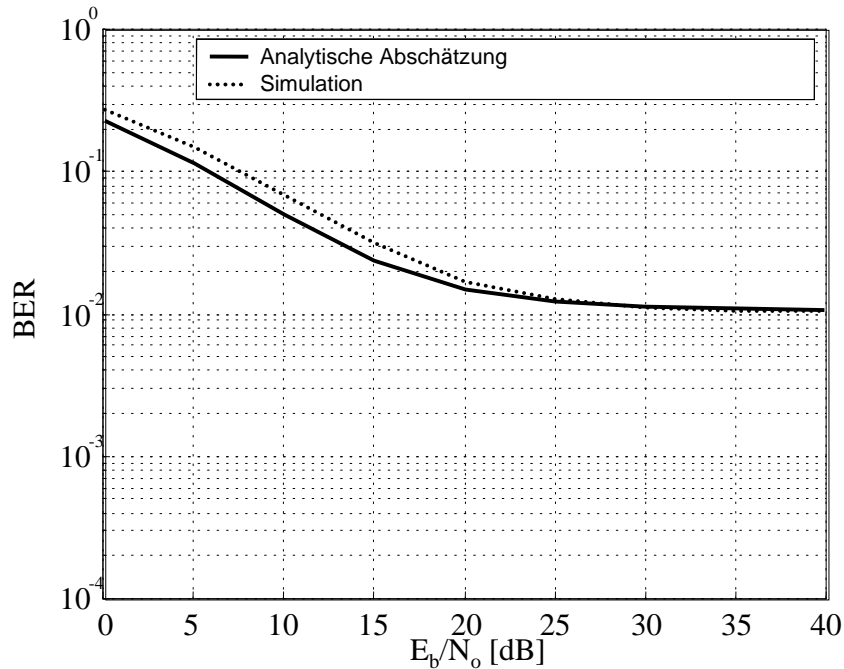


**Bild 4-9:** Vergleich der analytischen Abschätzung und Simulation der Bitfehlerhäufigkeit (BER) als Funktion des  $E_b/N_0$  für das "Hilly Terrain"-Kanalmodell, den 2k-FFT-Mode,  $f_{d_{max}} = 65$  Hz, QPSK und einer schrittweisen Interpolation in Zeit- und Frequenzrichtung.

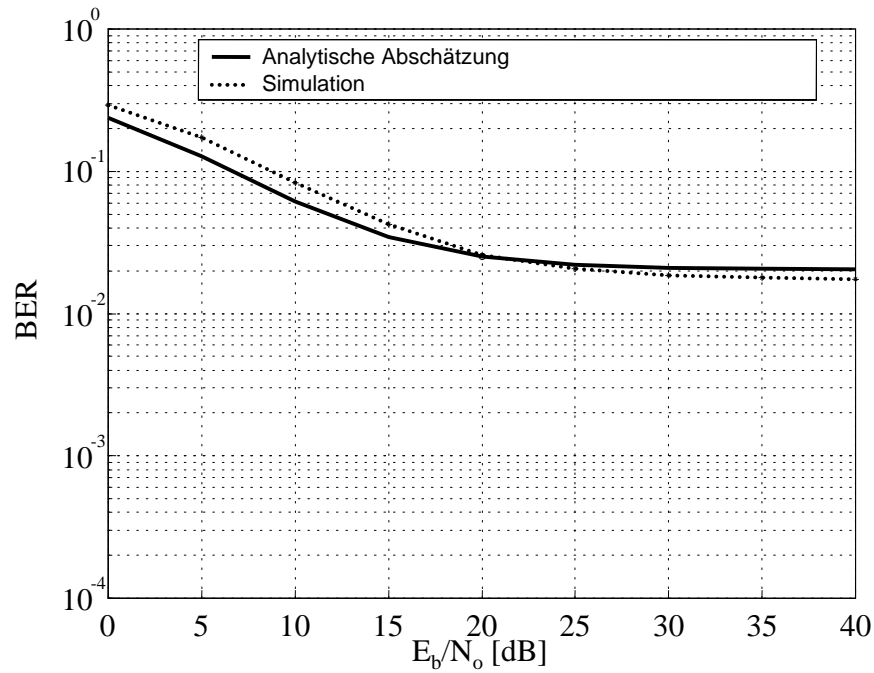
bei einem konstanten  $E_b/N_0 = 20$  dB. Die Bitfehlerhäufigkeit wurde für QPSK der Unterträger im 2k-FFT-Mode für ein lineares Interpolationsfilter in Zeit- und Frequenzrichtung ermittelt. Abschließend zeigen die **Bilder 4-16, 4-17 und 4-18** den Vergleich zwischen analytischer Abschätzung und simulierter Bitfehlerhäufigkeit im "Rural Area"-Kanal als Funktion des  $E_b/N_0$  für 16-QAM der Unterträger wieder für den 2k-FFT-Mode. Für diesen wenig frequenzselektiven Kanal wird durch eine verbesserte Kanalschätzung in Frequenzrichtung eine nur unwesentlich verringerte Bitfehlerhäufigkeit erreicht.



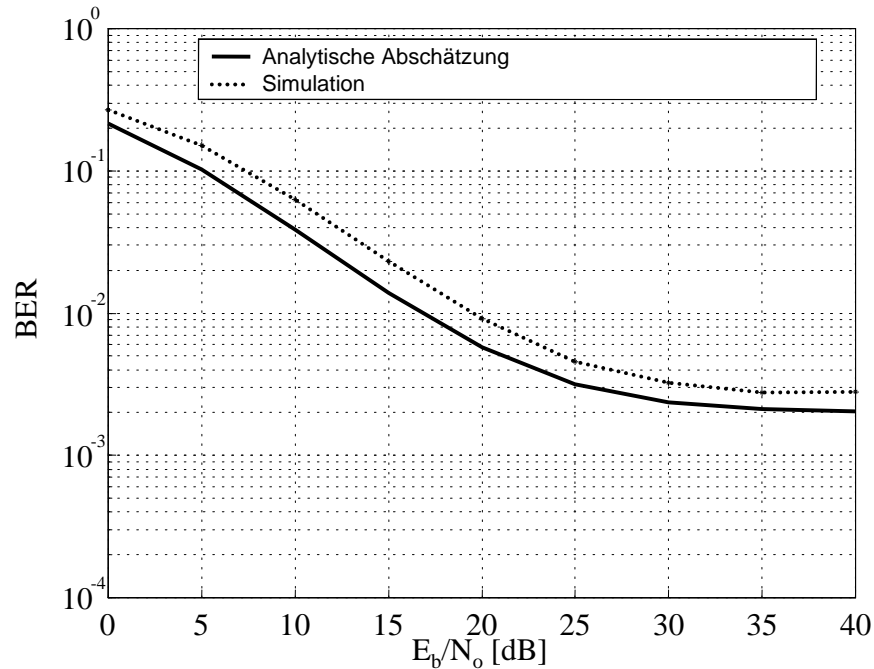
**Bild 4-10:** Vergleich der analytischen Abschätzung und Simulation der Bitfehlerhäufigkeit (BER) als Funktion des  $E_b/N_0$  für das "Hilly Terrain"-Kanalmodell, den 2k-FFT-Mode,  $f_{d_{max}} = 65$  Hz, QPSK, einer schrittweisen Interpolation in Zeit- und einer linearen Interpolation in Frequenzrichtung.



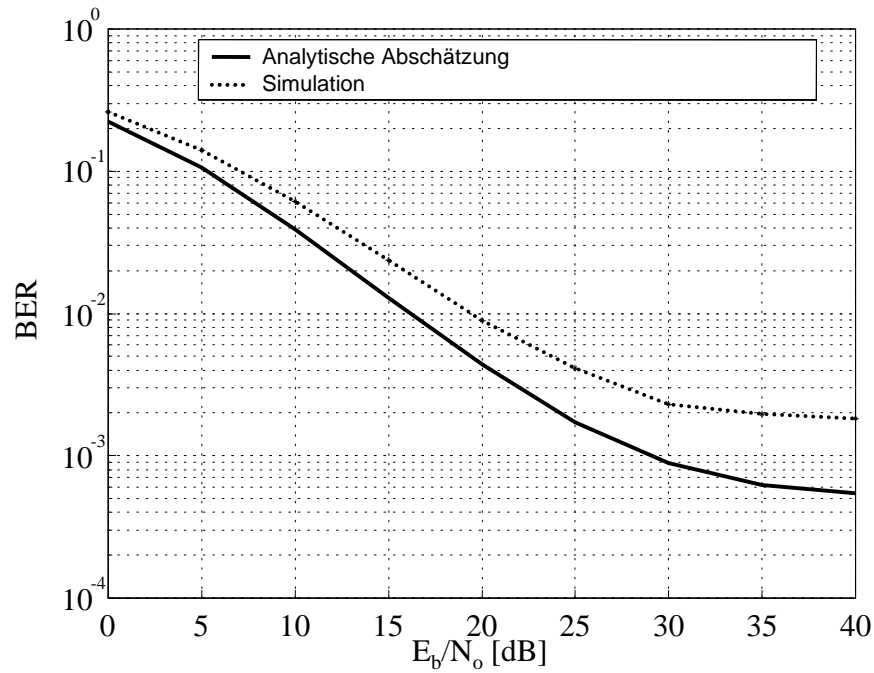
**Bild 4-11:** Vergleich der analytischen Abschätzung und Simulation der Bitfehlerhäufigkeit (BER) als Funktion des  $E_b/N_0$  für das "Hilly Terrain"-Kanalmodell, den 2k-FFT-Mode,  $f_{d_{max}} = 65$  Hz, QPSK, einer schrittweisen Interpolation in Zeit- und einer Tiefpassinterpolation in Frequenzrichtung.



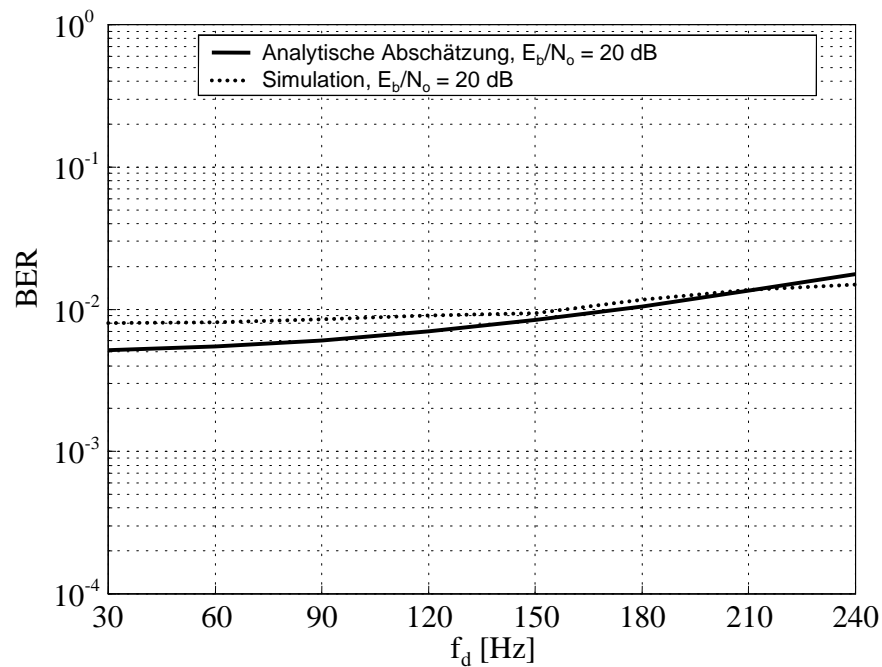
**Bild 4-12:** Vergleich der analytischen Abschätzung und Simulation der Bitfehlerhäufigkeit (BER) als Funktion des  $E_b/N_0$  für das "Hilly Terrain"-Kanalmodell, den 2k-FFT-Mode,  $f_{d_{max}} = 65$  Hz, QPSK, einer Tiefpassinterpolation in Zeit- und einer schrittweisen Interpolation in Frequenzrichtung.



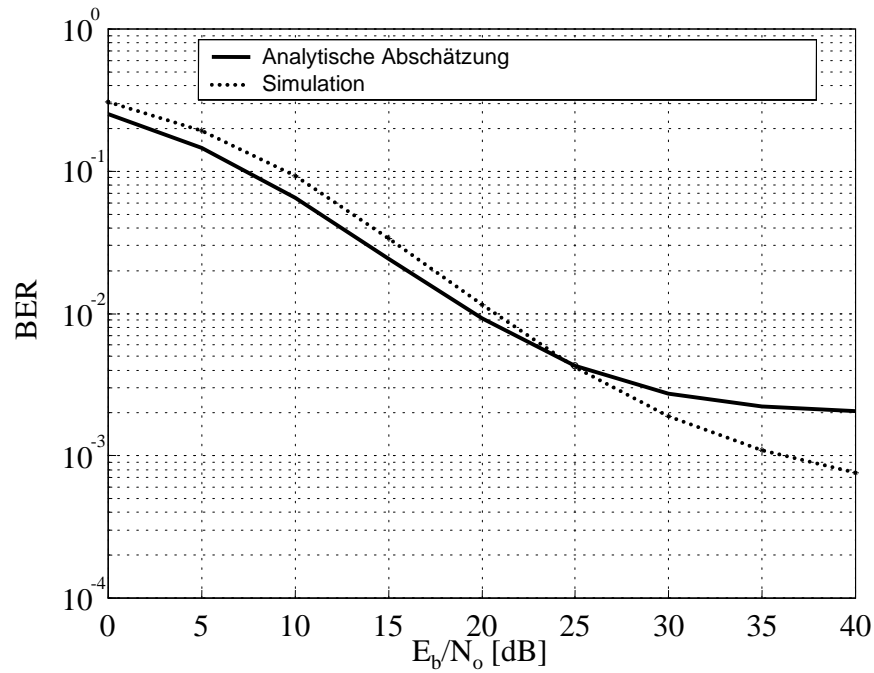
**Bild 4-13:** Vergleich der analytischen Abschätzung und Simulation der Bitfehlerhäufigkeit (BER) als Funktion des  $E_b/N_0$  für das "Hilly Terrain"-Kanalmodell, den 2k-FFT-Mode,  $f_{d_{max}} = 65$  Hz, QPSK, einer Tiefpassinterpolation in Zeit- und einer linearen Interpolation in Frequenzrichtung.



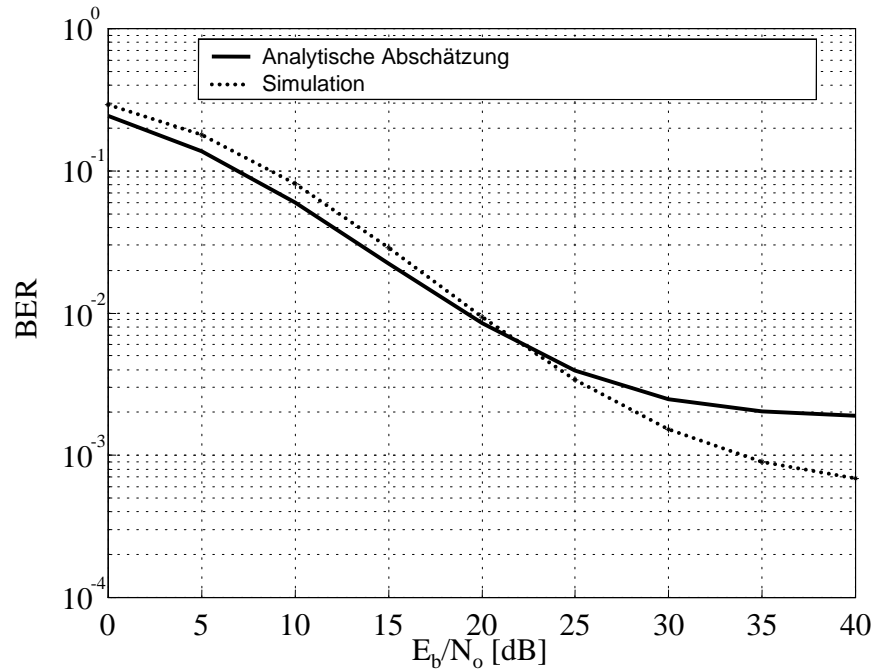
**Bild 4-14:** Vergleich der analytischen Abschätzung und Simulation der Bitfehlerhäufigkeit (BER) als Funktion des  $E_b/N_0$  für das "Hilly Terrain"-Kanalmodell, den 2k-FFT-Mode,  $f_{d_{max}} = 65$  Hz, QPSK und einer Tiefpassinterpolation in Zeit- und Frequenzrichtung.



**Bild 4-15:** Vergleich der analytischen Abschätzung und Simulation der Bitfehlerhäufigkeit (BER) als Funktion der maximalen Dopplerfrequenz  $f_{d_{max}}$  mit  $E_b/N_0 = 20$  dB für das "Hilly Terrain"-Kanalmodell, den 2k-FFT-Mode, QPSK und einer linearen Interpolation in Zeit- und Frequenzrichtung.

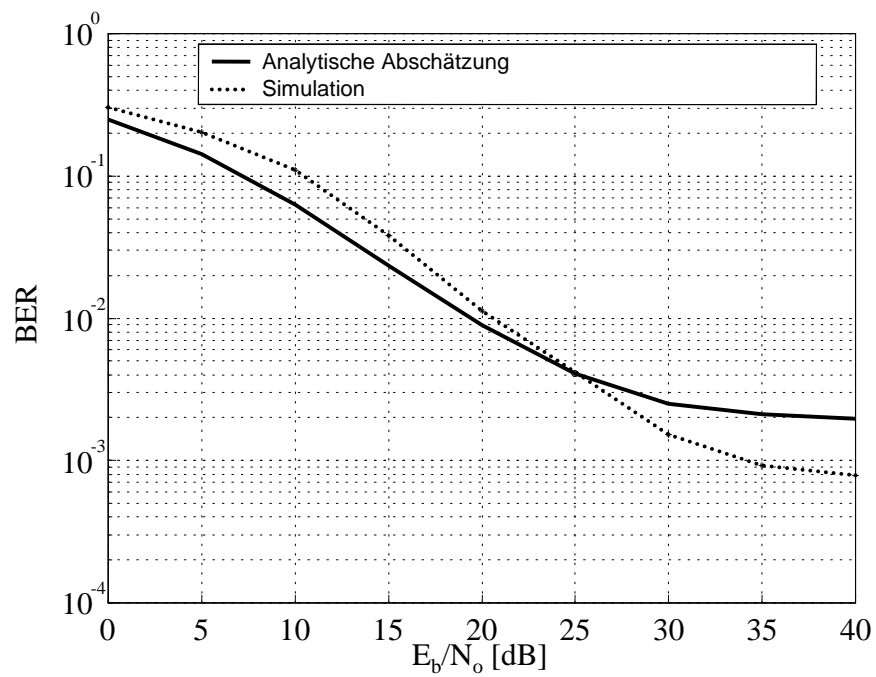


**Bild 4-16:** Vergleich der analytischen Abschätzung und Simulation der Bitfehlerhäufigkeit (BER) als Funktion des  $E_b/N_0$  für das "Rural Area"-Kanalmodell, den 2k-FFT-Mode,  $f_{d_{max}} = 65$  Hz, 16-QAM, einer linearen Interpolation in Zeit- und schrittweisen Interpolation in Frequenzrichtung.



**Bild 4-17:** Vergleich der analytischen Abschätzung und Simulation der Bitfehlerhäufigkeit (BER) als Funktion des  $E_b/N_0$  für das "Rural Area"-Kanalmodell, den 2k-FFT-Mode,  $f_{d_{max}} = 65$  Hz, 16-QAM und einer linearen Interpolation in Zeit- und Frequenzrichtung.





**Bild 4-18:** Vergleich der analytischen Abschätzung und Simulation der Bitfehlerhäufigkeit (BER) als Funktion des  $E_b/N_0$  für das "Rural Area"-Kanalmodell, den 2k-FFT-Mode,  $f_{d_{max}} = 65$  Hz, 16-QAM, einer linearen Interpolation in Zeit- und Tiefpassinterpolation in Frequenzrichtung.